TV

l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

NUMERO 1

LIRE 350

Anno XXXIII - Gennaio 1961

INTERNATIONAL DIVISION

hallicraft

SX-110

Il ricevitore SX-110, è un nuovo modello di medio costo, assicura al radioamatore
caratteristiche che si trovano normalmente solo in apparecchi di alto costo, quale u.
ter », con quadrante verticale interamente visibile, un trimmer d'antenna e filtro a
Realizzato in un mobile che unisce alle qualità estetiche quelle funzionali.

CARATTERISTICHE: Quadrante di sintonia orizzontale con larghezza di banda elettrican tarata su 10, 15, 20, 40 e 80 metri. Condensatore di sintonia per bande separate, filtro a stallo, bocchettone d'antenna, uno stadio RF e due a FI.

GAMMA DI FREQUENZA: Banda di ricezione da 540 a 1600 kHz, e a tre bande di onde corte da 1550 kHz a 54 MHz.

COMANDI: sintonia d'antenna, sensibilità, selettore di banda, BFO, sintonia, espansione di banda, volume, tono, « stand-by », commutatore AM/CW, regolazione della sensibilità, fase del cristallo, limitatore del disturbo, presa per cuffia.

COLLEGAMENTI ESTERNI: Terminali per antenna ad uno o due poli, terminali per altoparlanti da 3,3 e 500 ohm, sulla parte posteriore. E' raccomandato l'impiego degli altoparlanti R-47 o R-48.

TUBI ELETTRONICI: Sette più 1 rettificatore: 2-6SG7, 6SA7, 6SK7, 6SC7, 6K6GT, 6H6, 5Y3GT.

POTENZA D'USCITA DI BF: 2 Watt.

ALIMENTAZIONE: 105-125 Volt, 50-60 Hz CA.
Mobile in metallo grigio, con rifiniture cromate. Dimensioni cm. 54 x 24 x 30 circa. Peso con imballo: kg. 16 circa.

SX-140

Non rinunciate ad arricchire le vostre conoscenze professionali, avvalendovi dell'esperienza della ditta costruttrice più perfezionata nel campo della costruzione di ricevitori, soprattutto se in questo modo potrete ottenere il più economico ricevitore per radiodilettanti.

CARATTERISTICHE: Con questo ricevitore potrete coprire con una ottima selettività tutta la banda per dilettanti dagli 80 ai 6 m.

CONTROLLI: Sintonia. Trimmer di antenna. Ritaratura. Commutatore di funzione (accensione, attesa, fonia, CW, SSB). Commutatore di gamma. Taratura. Amplificazione in radiofrequenza. Limitatore di rumori. Selettività B.F.O. Amplificazione audio. Jack per cuffia. Taratura strumento.

VALVOLE: 6AZ8 amplificatore sintonizzato in alta frequenza e calibratore a cristallo. 6U8 oscillatore e convertitore. 6BA6 primo amplicatore di media frequenza a 1650 kHz e B.F.O. - 6T8A secondo rivelatore, CAV e preamplificatore audio. 6AW8A amplificatore finale e amplificatore per lo strumento. Due raddrizzatori al silicio per alta tensione.

HT-40

Adatto per essere accoppiato al ricevitore SX-140 sia per lo stile, sia per la qualità. Le caratteristiche funzionali di questo trasmettitore da 75 W sono il frutto della notevole esperienza della Hallicrafters nel campo delle onde corte.

CARATTERISTICHE: Il trasmettitore funziona perfettamente in CW ed in fonia nella gamma da 80 a 6 m.
Massima potenza in corrente continua in entrata: 75 W. Potenza in uscita superiore ai 35 W in CW e 30 W in fonia. Gamme di frequenza: 80, 40, 20, 15, 6 m.

VALVOLE: 6DQ5 amplificatore di potenza in uscita; 6CX8 oscillatore a cristallo e driver; 12AX7 amplificatore in bassa frequenza; 6DE7 modulatore; raddrizzatori al silicio per alta tensione.

PANNELLO FRONTALE: Commutatore di funzione (accensione, sintonia, attesa, fonia, CW). Selettore di banda (80, 40, 20, 15, 6 m.). Controllo del driver. Sintonia e carico di placca. Oscillatore a cristallo. Corrente di griglia. Misuratore. Lampada di segnalazione. Uscita in radiofrequenza.

CHASSIS POSTERIORE: Amplificazione microfonica. Presa coassiale per antenna. Terminali per controllo a distanza. Cordone di alimentazione.

Rappresentanti generali per l'Italia

s. r. l. – MILANO – PIAZZA 5 GIORNATE 1 – TELEFONI 79 57 62/3

Agente per il LAZIO - UMBRIA - ABRUZZI: **Soc. FILC RADIO** - ROMA - Piazza Dante 10 - Tel. 736771

Mod. TV 2311/L/UHF

110 gradi - 23 pollici

Questo modello di eccezione racchiude in un mobile di straordinaria purezza di linee una delle più perfette realizzazioni tecniche in questo campo.
Oltre alle ottime caratteristiche di limpidezza, senso di profondità d'immagine, tenuta di sincronismi, abbiamo in questo spettacoloso modello delle particolarità assolutamente d'avanguardia.

- Comandi tutti posti frontalmente.
- **Indicatore elettronico** di sintonia.
- **Cellula fotoelettrica** per la regolazione automatica del contrasto in funzione della luce ambiente.
- Tasto magico **"Studio-Film"**.
- Tre registri di tono a tasti.
- Interruttore a pulsante.
- Tasto di comunicazione **automatica** per il secondo programma (incorporato).
- Telaio di originalissima concezione meccanica in blocchi separati **orientabili** per la massima accessibilità.
- Controllo di sensibilità **automatico** e manuale.
- Profondità del mobile straordinariamente ridotta: **soli 27 cm.**
- 29 funzioni di valvola.
- Attacchi per serie di gambette metalliche (accessorio).

è un Incar

Incar VERCELLI - VIA PALAZZO DI CITTÀ 5/R - TEL. 5001/02/03

18 AGENZIE IN ITALIA
con deposito e assistenza tecnica

ABRUZZO	**Ditta Casa della Radio** - CHIETI - Via de Lollis 2/8 - Tel. 25.46
ALTO ADIGE	**Ditta Volta** - BOLZANO - Via Isarco, 6 - Tel. 27.082
CALABRIA	**Ditta Mannella A.** - CATANZARO Corso Mazzini, 188 - Tel. 13.07
CAMPANIA	**Ditta Elter** - NAPOLI - P.zza Matteotti, 7 - Tel. 321.476-387.514
EMILIA ROMAGNA	**Ditta Greco E.** - BOLOGNA - Via Calori, 3 - Tel. 266.463
FRIULI VENEZIA GIULIA	**Ditta Fieramosca A.** - TRIESTE - Via Carli, 6
LAZIO	**Ditta TELECOMMIT** - ROMA - Via Brescia 46 - Tel. 859.654-841.110
LIGURIA	**Ditta Fallabrini N.** - GENOVA - P. Bandiera 25-r - Tel. 298.422
LOMBARDIA	**Ditta Bardella A.** - MILANO - Via Dall'Ongaro, 5 - Tel. 716.568
MARCHE	**Ditta Bulgarelli A.** - ANCONA - Via Loggia, 3 - Tel. 23.986
PIEMONTE	**Ditta Misirocchi R.** - TORINO - Via O. Antinori - Tel. 588.855
PUGLIE e LUCANIA	**Ditta Rappresentanze Elettroniche Riunite di Nacci G.** - BARI - Via Cairoli, 102 - Tel. 18.842
SARDEGNA	**Ditta Ricci R.** - CAGLIARI - Via XX Settembre, 56 - Tel. 36.80
SICILIA OCCIDENTALE	**Ditta Spanò G.** - PALERMO - Via Mazzini, 49 - Tel. 17.145
SICILIA ORIENTALE	**Ditta Giordano A.** - MESSINA - Via dei Mille, 80 - Tel. 13.319
TOSCANA	**Ditta Simonetti U. F.** - FIRENZE - Via L. Alamanni, 5 - Tel. 26.375
UMBRIA	**Ditta Greco E.** - BOLOGNA - Via Calori, 3 - Tel. 266.463
VENETO e TRENTINO	**Ditta Voltolina V.** - PADOVA - Via Bonazza, 73 - Tel. 41.960

Distribuiti dalla

JAHR

CONCESSIONARIA GENERALE ESCLUSIVA PER L'ITALIA

MILANO - Via Q. Sella, 2 - Tel. 872.163 - 861.082

HEWLETT - PACKARD

PALO ALTO (U. S. A.)

NUOVO ANALIZZATORE D'ONDA MOD. 302A

COMPLETAMENTE TRANSISTORIZZATO

Campo di frequenza esteso:
20 Hz. - 50 kHz
Alimentazione a batteria o dalla linea:
Sensibilità: ***3 µ V***
Campo di misura: ***70 db***
Rumore proprio almeno a —75 dB
Selettività: 3,5 Hz a —3 dB
Letture dirette, precise
Robusto, compatto, versatile

La tecnica dei transistori comincia a dare i suoi frutti. Moltissimi problemi vengono riesaminati con i nuovi mezzi a disposizione e sono prese in esame soluzioni che una volta erano state decisamente scartate anche se con punti di notevole interesse. Così è per questo nuovo strumento: in questo caso la bassa dissipazione del complesso ha permesso una notevole concentrazione di servizi e delle prestazioni di grande interesse.

Vantaggi unici • nessuna taratura o stabilizzazione

SONO RICHIESTE ● BASSO CONSUMO, NESSUN TEMPO DI RISCALDAMENTO ● CONTROLLO AUTOMATICO DI FREQUENZA AFC (± 100 Hz) PER UNA FACILE E PRECISA SINTONIZZAZIONE ● USCITA PER LA FREQUENZA SOTTO CONTROLLO PERMETTE MISURE ACCURATE DI FREQUENZA DELLE ARMONICHE IN MISURA ● USCITA DELLO STRUMENTO, COME OSCILLATORE SINTONIZZATO MEDIANTE UN SOLO CONTROLLO SULLA STESSA FREQUENZA DEL VOLTMETRO SELETTIVO PERMETTE MISURE DI SELETTIVITA' DI QUADRIPOLI CON UN SOLO STRUMENTO

CARATTERISTICHE IN BREVE:

Campo di frequenza analizzato: 20÷50.000 Hz.

Scala di frequenza: a graduazione lineare ogni 10 Hz.

Precisione di scala: (1% + 5 Hz).

Campo di lettura di tensione da 300 V a 3 µV con scala da:

300 V	300 mV	300 µV
100 V	100 mV	100 µV
30 V	30 mV	30 µV
10 V	10 mV	
3 V	3 mV	
1 V	1 mV	

di lettura fondo scala.

Tempo di attesa per la messa in funzione: praticamente inesistente.

Precisione di lettura di tensione: ± 5% del valore fondo scala.

Prodotti residui di modulazione e tensione dovuta al rumore di fondo (hum): oltre 75 dB sotto il livello utile.

Attenuazione introdotta per i segnali in ingresso di frequenza pari a quello di media frequenza: 75 dB.

Selettività:

per uno scostamento di ± 3,5 Hz rispetto al centro banda 3 dB; per uno scostamento di ± 25 Hz rispetto al centro banda 50 dB; per uno scostamento di ± 70 Hz rispetto al centro banda 80 dB; per uno scostamento di oltre ± 70 Hz rispetto al centro max 80 dB.

Impedenza di ingresso: determinata dalla posizione dell'attenuatore di ingresso 100 kΩ sulle 4 portate di maggiore sensibilità, 1 MΩ sulle altre.

Uscita per la frequenza sotto controllo: 1 volt a circuito aperto in corrispondenza della massima deviazione dello strumento in fondo scala. E' previsto un controllo di livello. Risposta di frequenza: ± 1 dB da 20 a 50.000 Hz. Impedenza d'uscita all'incirca 600 Ω.

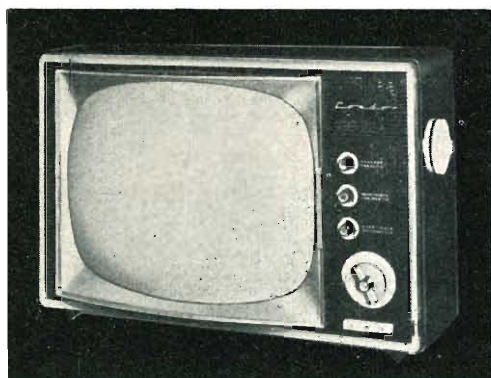
Uscita dello strumento impiegato come oscillatore a battimenti 1 V a circuito d'uscita aperto. E' previsto un controllo del livello di uscita.

Controllo automatico di frequenza-campo di azione del controllo: al minimo ± 100 Hz.

AGENTE ESCLUSIVO PER L'ITALIA **Dott. Ing. M. VIANELLO** MILANO - Via L. Anelli 13 Telefoni 553081 - 553811

Filiale: ROMA - VIA S. CROCE IN GERUSALEMME 97 - TELEFONI 767250 - 767941

dienne

Condor

televisori

modelli da 17" - 21" - 23"

autoradio

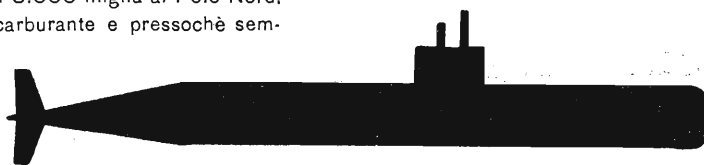
un modello per ogni vettura italiana

radioricevitori

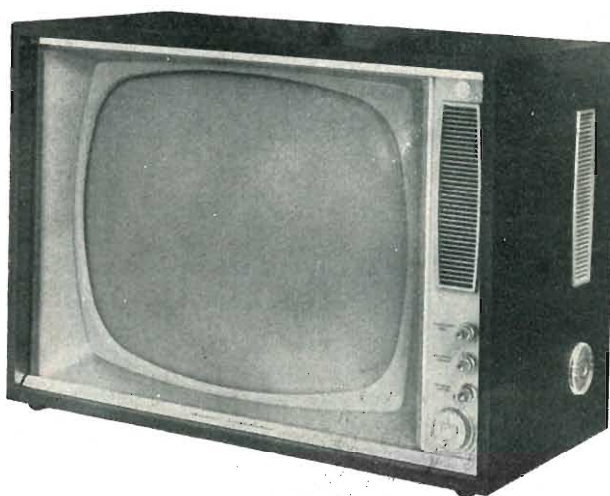
portatile a transistor
modello 2280 OC/OM

Westinghouse

1 - USS - NAUTILUS

Il reattore atomico Westinghouse, azionato da una piccola quantità di uranio, permise al Nautilus di completare il viaggio di 8.000 miglia al Polo Nord, senza rifornimenti di carburante e pressochè sempre sotto acqua.

2 - USS SKATE

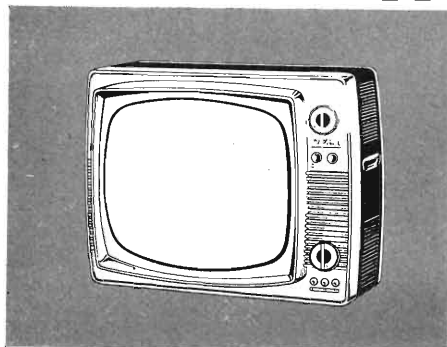
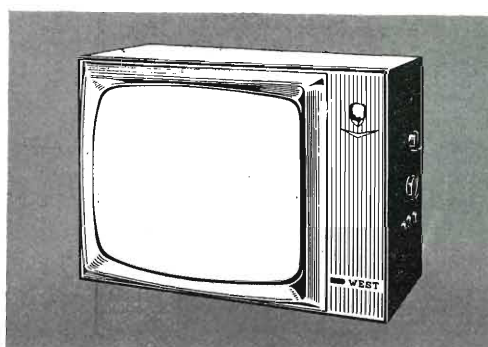
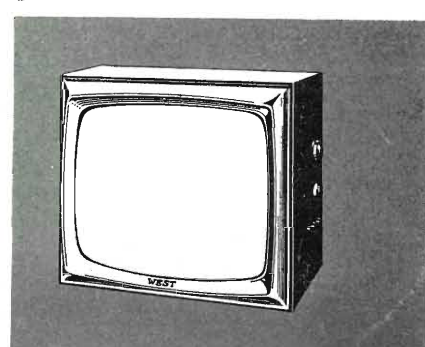
Il secondo a conquistare il ghiaccio polare, a distanza di soli 8 giorni! Lo Skate è pure dotato di un reattore atomico Westinghouse.

dall'esperienza westinghouse
il televisore ineguagliabile

Distributrice UNICA per l'Italia Ditta A. MANCINI
MILANO - Via Lovanio 5 - Tel. 650.445 - 661.324 - 635.240
ROMA - Via Civinini, 37 - 39 - Tel. 802.029 - 872.120

WEST

la "supermarca,,

PRODUZIONE MAGNETI MARELLI

alcuni apparecchi della nuova produzione

VS 516 M - 17" - 110°
"ULTRAVISION"
televisore portatile
per ogni esigenza
predisposto per il 2° progr.
L. 148.000

VS 519 - 23" - 110°
a schermo squadrato
trasformabile in consoletta
predisposto per il 2° progr.
L. 170.000

VS 520 - 19" - 114°
"ULTRAVISION"
a schermo squadrato
predisposto per il 2° progr.
L. 131.000

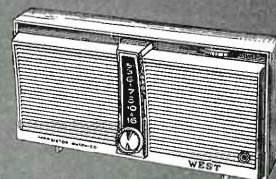
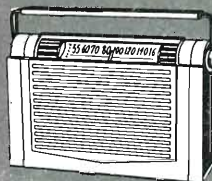
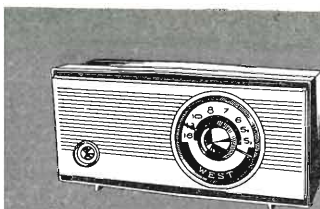
*i prezzi dei televisori **pronti per il 2° programma** vanno aumentati di L. 12.000*

UFF. PUBBL. W 84

DS 225 - radio OM
5 valvole
L. 14.200

DS 301
radioricevitore
portatile
a 6 transistori
L. 25.600 (pile escluse)

DS 302
radioricevitore
portatile
a 8 transistori
L. 38.700 (pile escluse)

DS 303
radioricevitore
a 6 transistori
con 2 altoparlanti
L. 28.600 (pile escluse)

tutti i prezzi dei modelli radio-TV comprendono le tasse radio

WEST - WEST - WEST

catalogo gratis a richiesta alla West - C.so Venezia 53, Milano
o presso le Agenzie e Rivenditori in Italia

la **TELEFUNKEN** adeguata al

MERCATO COMUNE EUROPEO (MEC)

attrezzature modernissime

produzione aumentata

prezzi ridotti

qualità di alto livello

8/6:

GENERATORI DI SEGNALI per la BASSA FREQUENZA

I modelli « **ADVANCE** » H1, J1 e J2 sono i Generatori di segnali audio più largamente usati in Europa per ricerche, studi, comunicazioni, servizio riparazioni e scopi didattici

MOD. H1

MOD. H 1

Campo di frequenza da 15 a 50000 Hz
Onda di uscita sinusoidale o quadra
Tensione di uscita (alta impedenza):
Onde sinusoidali da 200 μV a 20 V r.m.s.
Onde quadre da 800 μV a 80 V picco a picco
Distorsione minore dell'1% a 1000 Hz
Caratteristiche tecniche complete nel foglio M 41

MOD. J 1

Campo di frequenza da 15 a 50000 Hz
Onda di uscita sinusoidale variabile con continuità su impedenza 600 ohm da 0,1 mW a 1 W
Su impedenza 5 ohm, massimo 0,5 W
Impedenza d'uscita a 600 ohm, non bilanciata a 5 ohms, non bilanciata (con un capo a massa)
Distorsione minore del 2% a piena potenza di uscita
Caratteristiche tecniche complete nel foglio M 33

MOD. J 2

Identico al mod. J1 ma con l'aggiunta di un misuratore di livello d'uscita
Caratteristiche tecniche complete nel foglio MB 33

ADVANCE COMPONENTS LIMITED

ROEBUCK ROAD, HAINAULT, ILFORD, ESSEX

Distributori esclusivi per l'Italia:

PASINI & ROSSI - Genova

Via SS. Giacomo e Filippo, 31 (1° piano) Telegr.: **PASIROSSI** - Tel. 893465 - 870410
MILANO: Via A. da Recanate, 4 - Tel. 278855

pubblicità Ates 03 Tovaglia

Signora, ora può stare tranquilla: ho sostituito il tubo difettoso con un RCA®

Anche la donna di casa conosce RCA!

Perchè in tutto il mondo questo marchio significa elettronica d'avanguardia.
Nei vostri interventi per il servizio, quando sostituite un tubo difettoso con un nuovo tubo RCA, *mostrate al vostro Cliente il marchio che questo porta. Questo marchio indica che il tubo è stato prodotto con le tecniche* RCA, *che è stato col-*

laudato a fondo con le norme RCA *che la sua qualità è qualità* RCA. *Aggiungerete prestigio al vostro lavoro usando un tubo elettronico di gran marca, di sicura garanzia, costruito per un funzionamento durevole e per la massima efficienza su qualunque telaio. Con una vasta Clientela soddisfatta aumenterete i vostri profitti.*

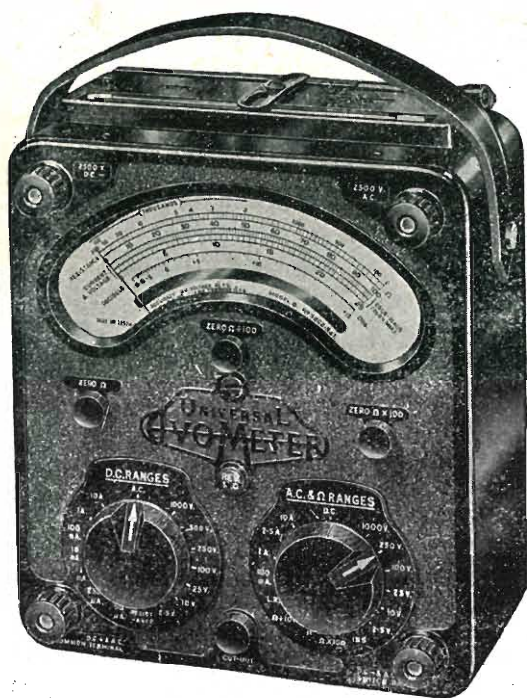
Richiedete i tubi RCA prodotti dalla ATES presso il vostro grossista o il vostro negozio di fiducia.

AZIENDE TECNICHE ED ELETTRONICHE DEL SUD S.P.A.

Sono garantiti
dalla marca più famosa!

LESA

RICHIEDETE
IL CATALOGO
INVIO GRATUITO

LESA s.p.a. MILANO - VIA BERGAMO 21 - TEL. 554.341/2/3

AVOMETER mod. 8

Questo strumento a più campi di misura è stato progettato principalmente per impiego nella tecnica elettronica, della radio e della televisione.

AVO Ltd. - LONDRA

Avo Multiminor mod. 1 • Avometer mod. 7 • Avometer mod. 40 • Provavalvole • Tester Elettronici • Provatransistors • Ponti di misura • Generatori AM/FM • Misuratori di radiazioni • Amplificatori C. C.

Caratteristiche:

Sensibilità - 20.000 ohm per volt in c.c. - 1.000 ohm per volt in c.a. • Relais di sovraccarico • Invertitore di polarità.

Campi di misura:

Tensione c.c. e c.a. 0 - 2500 volt • Corrente c.c. minima: 50 μA • Corrente c.c. massima: 10 A. • Corrente c.a.: 10 A. • Resistenza: 20 Mohm - batteria int.; 200 Mohm - sorgente esterna.

Rappresentante per l'Italia

EXHIBO ITALIANA S. R. L.

MILANO - Via G. Fara 39 - Tel. 667832 - 667068

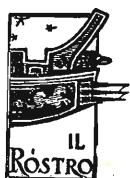
ANNO XXXIII

GENNAIO 1961 RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Proprietà EDITRICE IL ROSTRO S.A.S.
Gerente Alfonso Giovene
Direttore responsabile dott. ing. Leonardo Bramanti

Consulente tecnico dott. ing. Alessandro Banfi

SOMMARIO

Direzione, Redazione, Amministrazione Uffici Pubblicitari — **VIA SENATO, 28 - MILANO - TEL. 70.29.08/79.82.30 C.C.P. 3/24227**

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « **l'antenna** » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato **L. 350**: l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica **L. 3.500**; estero **L. 5.000.** Per ogni cambiamento di indirizzo inviare **L. 50**, anche in francobolli.

semiconduttori professionali

transistori per radioricevitori e amplificatori

Sono transistori al germanio pnp a giunzione di lega.

Lo speciale controllo del processo di produzione seguito da stabilizzazione termica a 100 °C consente caratteristiche di tipo professionale che si manifestano in una eccezionale uniformità di parametri e nella loro stabilità fino alle condizioni limite di funzionamento.

Il controllo sul 100% dei pezzi e la prova di vita alla massima dissipazione prolungata per 1000 ore, accompagnata e seguita dalla verifica di tutti i parametri, permettono di garantire con sicurezza le seguenti prestazioni:

guadagno dei transistori per alta frequenza con tolleranza di 1,5 db
guadagno totale medio dei tre transistori per alta frequenza 100 ± 3 db
potenza di uscita per uno stadio finale in controfase 1 W senza dissipatore

	V_{CBO} (volt)	I_C (mA)	P_C (mW)	h_{FE}	f_{ab} (Mc)	I_{CBO} (μA) a V_{CB} (V)	G_E (db)
2G 141 conv.	—20	200	150	100	10	6 a - 15	31 ± 1,5
2G 140 conv.	—20	200	150	80	10	6 a - 15	29 ± 1,5
2G 139 i.f.	—20	200	150	60	5	6 a - 15	36 ± 1,5
2G 138 i.f.	—20	200	150	40	5	6 a - 15	34 ± 1,5
2G 109 pil.	—25	100	140	95	3.5	16 a - 15	42
2G 108 pil.	—25	100	140	60	2.5	16 a - 15	40
2G 271 fin.	—30	200	240	80	3	16 a - 25	37
2G 270 fin.	—30	200	240	40	2	16 a - 25	35

licenza general electric co. U.S.A.

società generale semiconduttori s.p.a. agrate milano italia

uffici di milano: via c. poma 61 - tel. 723.977

l'antenna TV 1

dott. ing. Alessandro Banfi

Prospettive per il millenovecentosessantuno

E' di prammatica, nel primo numero di ogni nuova annata, fare previsioni ed induzioni sui probabili sviluppi che si affacciano per l'anno che incomincia. E' stato detto che la sigla 1961 si presenta astrologicamente favorevole, anche per la singolare coincidenza che, capovolta, rimane inalterata come espressione numerica. La più prossima coincidenza del genere si era verificata solo nel 1881, e si verificherà solo nel lontanissimo 6009.
Ma a parte tali singolarità numeriche il 1961 si presenta nel nostro ambiente, molto ricco di promesse e di felici circostanze.
Infatti se il trascorso 1960 ci ha portato a toccare la quota di 2 milioni di abbonati alla TV sin dal mese di luglio ed il traguardo di fine d'anno è prossimo ai 2.300.000, e tutto ciò senza l'apporto di interesse del 2° programma, anzi se vogliamo, con un apporto negativo a causa della ridda di notizie contrastanti sull'effettiva data di inizio di tale programma, occorre tenere ben presente che il 1961 sarà proprio l'anno di grazia della televisione. E dicendo « anno di grazia » non voglio limitarmi alla sola circostanza dell'avvento del 2° programma TV, bensì ad un complesso di interessanti fattori tecnici, che introdotti nei televisori di nuova produzione, ne miglioreranno notevolmente le prestazioni generali. La tecnica circuitale del televisore va, via via, affinandosi sempre più e l'adozione di molte funzioni automatiche assicurano un funzionamento irreprensibile sotto ogni profilo di qualità dell'immagine, anche in condizioni di impiego molto precarie.
Una larga estensione dell'automatismo a molte funzioni circuitali, assicura poi la migliore resa del televisore anche in mani tecnicamente inesperte. La riduzione notevole delle dimensioni d'ingombro dei moderni televisori, nonchè la migliorata tecnica costruttiva, li rendono inoltre accessibili e sicuri quanto un normale radioricevitore.

Il 1961 vedrà inoltre diffondersi ed entrare nell'uso pratico anche i televisori portatili a « transistori » con tubo da 8 pollici con un'immagine delle dimensioni di una normale cartolina illustrata.
Nel campo dei radioricevitori, il nuovo anno ci porterà ad una più estesa applicazione dei transistori anche negli apparecchi da tavolo non propriamente portatili. Il radioricevitore domestico a transistori privo di alimentazione, facilmente spostabile senza vincoli e prese di corrente, con potenza e qualità sonore identiche al classico tipo a valvole, costituirà una vera e propria evoluzione pratica nel campo delle radio, anche sotto un profilo economico per l'usabilità e l'indistruttibilità dei transistori e per il minor costo delle batteriole di pile a secco nei rispetti dell'energia elettrica.
Il radioricevitore a transistori inoltre, diffusosi inizialmente con la sola gamma delle onde medie, si è ora completato, in modo analogo ai normali ricevitori a valvole, delle gamme ad onde corte, cortissime e modulazione di frequenza, soddisfacendo pertanto ad ogni esigenza di ricezione. Comunque, tutta la tecnica radio-televisiva trarrà indubbiamente grandi vantaggi dagli eccezionali sviluppi della ognor più vasta tecnica elettronica. Anche la TV a colori inizierà in Inghilterra e forse anche in Francia delle trasmissioni sperimentali a titolo di preparazione per i futuri sviluppi pratici dei televisori a colori, ma su questo argomento ritorneremo fra breve, dato il palese interesse dei nostri tecnici.

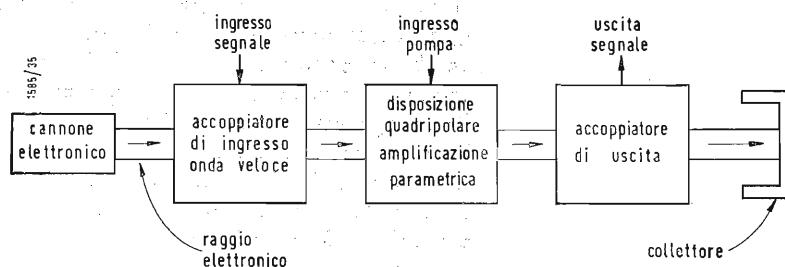
Non ci rimane quindi, dopo questo rapido sguardo ai prevedibili eventi che più ci potranno interessare, che esternare l'augurio di un anno prosperoso, apportatore di felicità, soddisfazioni e sopratutto pace e serenità sotto ogni profilo. A

dott. ing. Paolo Quercia

Amplificatore parametrico a fascio elettronico

(parte prima di due parti)

Attualmente siamo in un periodo di pieno sviluppo degli amplificatori così detti a « stato solido » che, con il progredire dei procedimenti tecnologici e l'elaborazione di nuove teorie acquistano un sempre più vasto campo di applicazione.
Non bisogna però pensare che la tecnica dei tubi a vuoto non abbia subito ultimamente una altrettanto rapida evoluzione. Accanto ad una produzione di tubi tecnologicamente sempre più perfetti e con ottime prestazioni, sono stati ideati nuovi tipi, basati su principi di funzionamento completamente diversi da quelli classici.
Recentemente è stato realizzato un nuovo tubo a vuoto che presenta ottime prestazioni nel campo delle amplificazioni a bassissimo rumore che, fino a poco tempo fa, era dominio incontrastato dei maser e dei varactor.

Fig. 1 - Schema a blocchi dell'amplificatore parametrico a fascio elettronico.

1. - PRINCIPIO DI FUNZIONAMENTO

Quando un fascio elettronico viene modulato con un segnale avente una certa frequenza, come ad esempio nei tubi a modulazione di velocità, per effetto di un campo di carica spaziale o nei tubi a campo trasversale, per effetto di un campo focalizzatore, vengono generate due onde, cosiddette « onda lenta » ed « onda veloce ».

Le velocità di fase sono rispettivamente

$$v_f = \frac{u_o}{1 - \omega_c/\omega} \quad \text{onda veloce}$$

$$v_s = \frac{u_o}{1 + \omega_c/\omega} \quad \text{onda lenta}$$

u_o = velocità del raggio in direzione assiale;

ω = frequenza angolare del segnale;

$\omega_c = \eta B$ frequenza di ciclotrone (1);

η = rapporto carica/massa dell'elettrone;

B = induzione magnetica (2).

I normali tubi ad onda viaggiante sfruttano l'onda lenta, con tale disposizione si può ottenere amplificazione, ma non si può eliminare il rumore (3).

Si può ottenere invece la soppressione del rumore sfruttando l'onda veloce, con uno speciale dispositivo accoppiatore di ingresso ed uscita del tubo amplificatore. Con l'onda veloce non si può invece ottenere amplificazione. Riuscendo ad amplificare l'onda veloce si potrà avere un amplificatore a basso rumore. Questo è stato raggiunto nel dispositivo che descriveremo. [2] [3].

1.1. - Descrizione dell'amplificatore

Il nuovo amplificatore è del tipo parametrico e sfrutta l'amplificazione che subisce l'« onda veloce » che tra sporta il segnale di ingresso impresso da uno speciale accoppiatore, per effetto di un campo elettrico esterno creato da un generatore detto « pompa ».

Dopo l'amplificazione, il segnale viene estratto da un altro accoppiatore ed uti-

(1) Si definisce frequenza angolare di ciclotrone la velocità angolare di un elettrone che si muove su di un'orbita elicoidale determinata dalla composizione del moto longitudinale e del moto circolare per effetto del campo magnetico B. (Vedi appendice).

(2) Per avere una idea intuitiva delle onde che si vengono a formare nel raggio elettronico, bisogna rammentare l'effetto Doppler.
Un generatore produce un'onda avente una frequenza angolare ω, che si sposta con velocità u. Un osservatore stazionario vede una onda con frequenza ω. Un osservatore mobile che si sposta con velocità u_E, vede invece la frequenza

$$\omega_A = \omega\left(1 - \frac{u_E}{u}\right)$$

Il fascio elettronico è in movimento, e quindi vede il segnale modulante ad una frequenza diversa da quella che se si fosse in un caso stazionario. (Vedi appendice 2).

(3) I riferimenti bibliografici saranno riportati al termine della seconda parte di questo articolo (febbraio 1961, pag. 54).

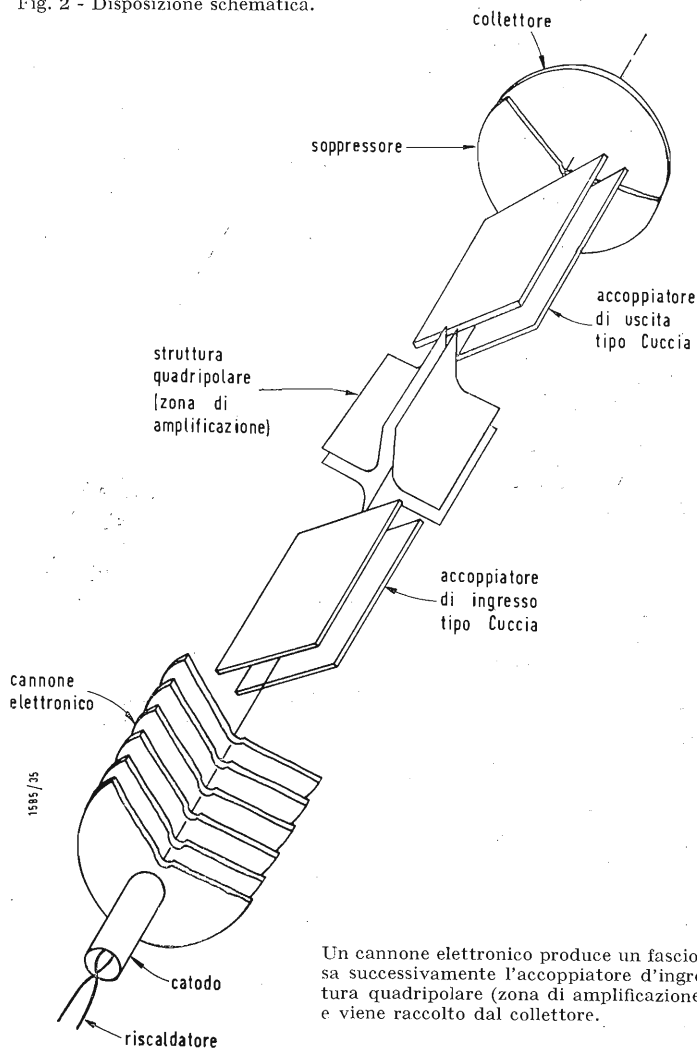
lizzato. Il bassissimo rumore che accompagna l'amplificatione è dovuto agli speciali accoppiatori.
Lo schema a blocchi dell'intero amplificatore si vede in fig. 1.
Studiamo più in dettaglio lo schema. Un cannone produce un fascio di elettroni che attraversa successivamente l'accoppiatore di ingresso, la regione ove viene l'amplificazione e l'accoppiatore di uscita e viene raccolto dal collettore. (fig. 2).
Il fascio elettronico è immerso in un campo magnetico uniforme (non rappresentato nello schema) con le linee di forza parallele all'andamento del fascio elettronico. Un tale campo non ha effetto in assenza di modulazione sul moto dell'elettrone.

1.2. - Gli accoppiatori di ingresso e di uscita

Gli accoppiatori di ingresso e di uscita sono del tipo Cuccia (dal nome dell'inventore).
Per effetto del segnale modulante, che conferisce una componente trasversale alla velocità dell'elettrone, la traiettoria diventa una elica (Appendice). L'intensità del campo magnetico è tale che la frequenza di ciclotrone è uguale a quella di segnale. La elica raggiunge il massimo raggio all'uscita della prima cavità. Tutta l'energia del segnale è trasformata in energia cinetica.
Nell'accoppiatore di uscita, gli elettroni in orbita inducono correnti nella cavità e, se questa è caricata opportunamente, il campo risultante reagisce sulle spire dell'elica che vanno attenuandosi. (figura 3).
Con questo dispositivo non si ottiene amplificazione e non vi è scambio di energia tra il moto trasverso conferito al fascio dal segnale modulante ed il moto longitudinale degli elettroni mossi per effetto del campo del collettore. Gli accoppiatori hanno anche la proprietà di sopprimere il rumore come vedremo in seguito. Ulteriori dettagli sugli accoppiatori di Cuccia sono riportati nell'appendice 3.
Tra l'accoppiatore di ingresso e di uscita vi è disposto il sistema amplifiante.

1.3. - Il sistema di amplificazione [4]

Passiamo ora alla descrizione del sistema di amplificazione. Tale gruppo complessivamente viene chiamato « pompa », e frequenza di pompaggio è la frequenza che alimenta il dispositivo, come vedremo in seguito.
Si è notato che tutta l'energia del segnale modulante si è trasformata in energia cinetica di rotazione. Il problema di ottenere una amplificazione consiste nel trovare un sistema di aumentare il raggio di rotazione cui corrisponde un aumento di energia cinetica.
Questo si può ottenere facendo agire una forza trasversale al movimento dell'elettrone nella stessa direzione con-

Fig. 2 - Disposizione schematica.

Un cannone elettronico produce un fascio di elettroni che attraversa successivamente l'accoppiatore d'ingresso tipo Cuccia, la struttura quadripolare (zona di amplificazione), l'accoppiatore di uscita e viene raccolto dal collettore.

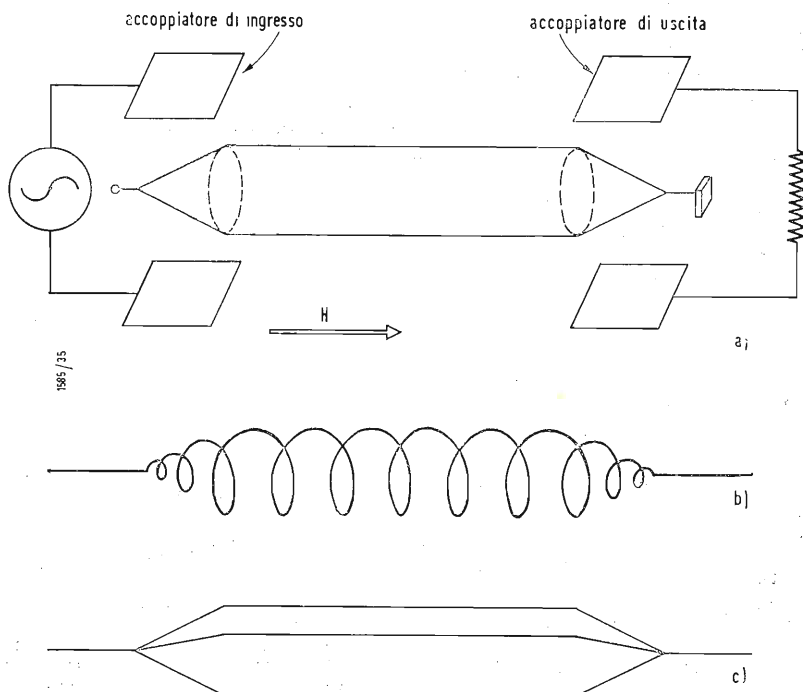



Fig. 3 - *a*) Moto del raggio elettronico fra l'accoppiatore di ingresso e di uscita; *b*) il moto di un elettrone è una elica a raggio crescente nell'accoppiatore di ingresso; decrescente nell'accoppiatore di uscita; a raggio costante nella zona intermedia (in assenza di modulazione); *c*) il fascio elettronico è invece una retta.

ferita all'elettrone della modulante. Tale forza accelera l'elettrone e fa aumentare il raggio di curvatura dell'elica. Il fattore di cui aumenta il raggio dà la misura di amplificazione del tubo. L'intensità della forza tangenziale deve essere funzione della posizione dell'elettrone. Un elettrone, in assenza del segnale modulante, si muove solamente in direzione assiale e mancando ogni componente trasversale non si ha moto elicoidale.
Affinchè l'amplificazione risulti lineare, un elettrone che per effetto di un campo modulante debole, ruota su di una piccola circonferenza, deve essere sollecitato da una piccola forza tangenziale da parte del dispositivo amplificatore.
Se il segnale modulante è più intenso, maggiore deve essere l'intensità della forza tangenziale esercitata dall'amplificatore.
In fig. 4 è rappresentata la disposizione teorica del dispositivo amplificatore. Quattro placchette alimentate opportunamente creano il campo che soddisfa alle condizioni accennate. La polarità dei quattro elettrodi sono riferite allo istante in cui gli elettrodi superiore ed inferiore sono al massimo potenziale positivo e quindi quelli laterali al massimo negativo. Il raggio elettronico è diretto verso l'osservatore e la rotazione dell'elica antioraria. Le linee tratteggiate rappresentano le linee di forza del campo elettrico intorno alle placchette. Un elettrone che si trova sulla destra (circoletto pieno), avendo una carica negativa, viene contemporaneamente respinto dalla placca di destra a potenziale negativo ed attratto dalla placchetta in alto positiva. L'andamento delle forze in giuoco è visualizzato nella figura.
L'elettrone risulta accelerato al massimo e si ha la massima amplificazione. L'elettrone nella posizione indicata da un circoletto vuoto subisce invece una decelerazione.
Tutti gli elettroni disposti sulla linea equipotenziale che passa da destra in alto a sinistra in basso hanno una posizione (fase) tale che subiranno la massima accelerazione. Quelli disposti sulla linea equipotenziale che passa da sinistra in alto a destra in basso, subiranno la massima decelerazione.
Si deve notare che con la disposizione descritta il campo è nullo al centro e che il campo aumenta di intensità con il raggio a partire dal centro. Poichè la forza a cui è soggetto ogni elettrone è proporzionale al raggio del cerchio su cui si muove risulta che il raggio aumenta esponenzialmente e l'amplificazione risulta lineare. Analogamente gli elettroni in decelerazione sono soggetti invece ad un decremento esponenziale del raggio.
In fig. 5 si può vedere la superficie inviluppo delle traiettorie elettroniche con fase che porta all'amplificazione e quelle con fase che porta allo smorzamento.

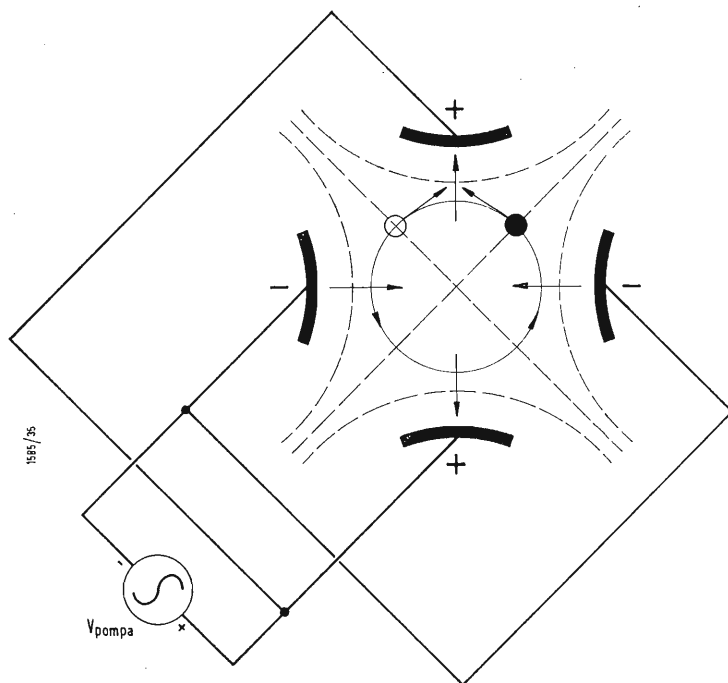



Fig. 4 - Sezione della struttura quadripolare di amplificazione. Quattro placchette alimentate opportunamente creano il campo entro il quale si muove il fascio elettronico.

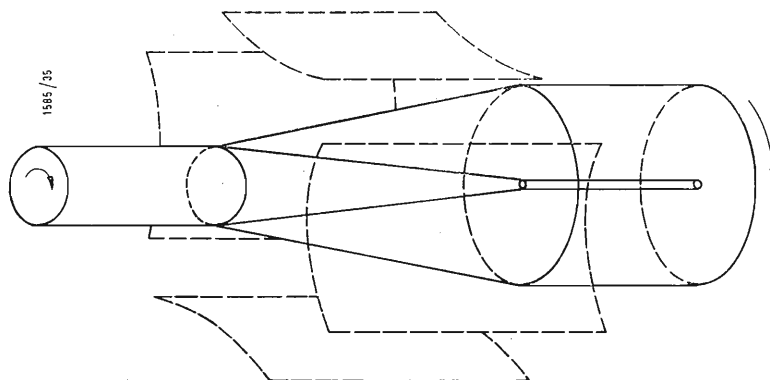



Fig. 5 - Superficie generate dal moto elettronico con fase adatta all'amplificazione e fase che porta allo smorzamento.

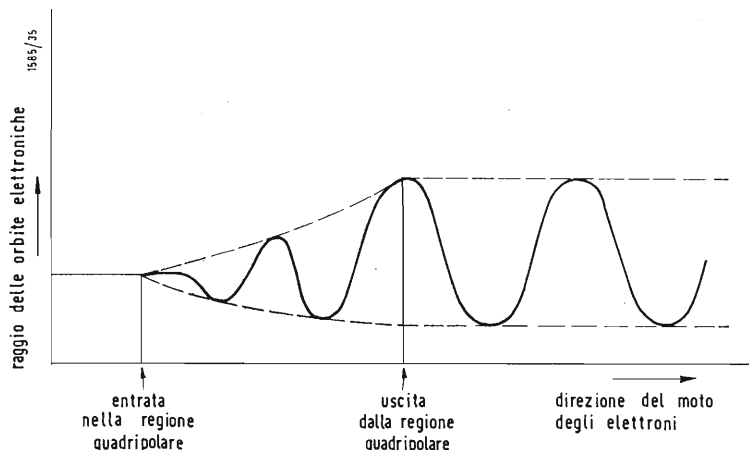



Fig. 6 - Moto dell'elettrone al variare della frequenza d'ingresso. Mediamente il segnale di ingresso risulta più ampio di quello di uscita, perchè l'aumento esponenziale del raggio risulta maggiore della sua diminuzione.

Il campo elettronico creato dalle quattro placchette dell'amplificatore è un campo rotante e si può studiare con un sistema analogo a quello usuale per le macchine elettriche. Il campo viene considerato come formato da due campi rotanti intenso opposto.
È utile ricordare la formula che dà il numero dei giri di una macchina elettrica avente p coppie di poli ed alimentata ad una frequenza f:

$$n = \frac{f}{p}$$

Nel nostro caso abbiamo quattro poli, cioè due coppie.

$$n = \frac{f}{2}$$

Cioè alimentando uno statore a quattro poli ad una frequenza f periodi al secondo, il rotore fa $f/2$ giri al secondo. Poichè nel nostro caso lo statore (le quattro placchette) ha quattro poli, abbiamo un giro del rotore (il campo che sollecita gli elettroni) per ogni due alternanze della pompa.
Se gli elettroni sono in fase tale da avere amplificazione, l'inviluppo delle traiettorie è rappresentato dalla superficie esterna di fig. 5, mentre se la fase è tale da portare allo smorzamento, la superficie è quella interna.
La fig. 5 serve anche ad illustrare il movimento dell'intero fascio elettronico.
Consideriamo il caso in cui la frequenza della pompa sia esattamente il doppio della frequenza di ciclotrone, e la frequenza di ciclotrone sia uguale alla frequenza di segnale.
La fase iniziale, ad esempio tale da portare alla massima amplificazione, si mantiene costante. La superficie esterna di fig. 5 è la figura dirivoluzione formata dal pennello elettronico in movimento.
Se la fase è tale da portare allo smorzamento, la superficie interna della stessa figura è quella di rivoluzione formata dal pennello.
Bisogna notare che quando
$f = f_c = 1/2 f_p$.
f = frequenza angolare del segnale,
f_c = frequenza di ciclotrone,
f_p = frequenza di pompaggio,
la velocità di fase diventa infinita ed il fascio elettronico è una retta che ruota intorno all'asse z (fig. 3c), con velocità $\omega_c = \omega$.
Spostando la frequenza di ingresso, le condizioni di massimo guadagno e di smorsamento si susseguono alternativamente. L'elettrone salta alternativamente dalla superficie esterna corrispondente alla massima amplificazione alla superficie interna corrispondente alla attenuazione (fig. 6).
Si può vedere che, mediamente, il segnale di ingresso risulta più ampio di quello di uscita, perchè l'aumento esponenziale del raggio risulta maggiore della sua diminuzione. Il segnale di uscita contiene un battimento spurio, avente due componenti sinusoidali una alla frequenza di segnale utile, e l'altra alla frequenza «idler» (differenza fra la frequenza di pompaggio e quella di segnale), spuria.
Dalle considerazioni precedenti risulta che l'amplificazione non è variabile con la larghezza di banda. La larghezza di banda è determinata dagli accoppiatori di ingresso e di uscita e risulta notevole, essendo molto ampia quella loro propria.

Fig. 7 - Livello del segnale e del rumore del tubo. L'accoppiatore d'ingresso estrae il rumore dal raggio lasciandolo completamente in quiescenza.

1.4. - Rumore

Si è visto che l'accoppiatore di uscita, se convenientemente caricato, estrae il segnale dal fascio elettronico, e per effetto delle correnti indotte nella cavità vi è uno smorzamento, sulle spirali, del moto elettronico.
Il fascio elettronico uscente dal canone presenta, a causa del rumore, una certa modulazione; allora la prima cavità (accoppiatore di ingresso) agli effetti della modulazione di rumore, come la seconda (accoppiatore di uscita) agli effetti del segnale estrae il rumore dal raggio, lasciandolo completamente in quiescenza. La disposizione schematica è quella di figl 7.
Nel tratto fra i due accoppiatori non è indicato il dispositivo di amplificazione (pompa); gli accoppiatori presentano all'ingresso e all'uscita impedenze in variabili puramente resistive se la frequenza di segnale coincide con quella di ciclotrone, in tutta la banda di frequenza del segnale, L'inserzione o meno della frequenza di pompaggio non influenza affatto queste impedenze.
Per avere le migliori figure di rumore, occorre che il r.o.s. fra antenna ed il circuito di ingresso sia inferiore a 1,5. L'adattamento del circuito di uscita non ha influenza nè sul guadagno nè sulla stabilità. L'andamento del segnale

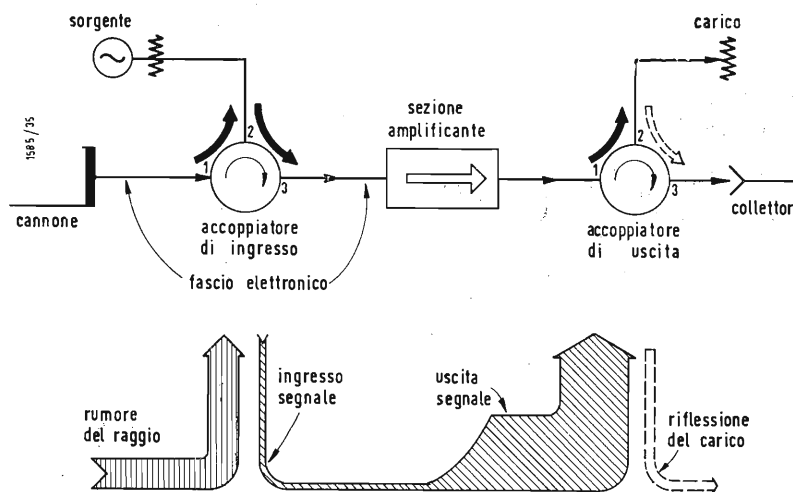



Fig. 8 - Andamento del segnale e del rumore nell'interno dell'intero gruppo. La rappresentazione schematica illustra chiaramente il meccanismo di funzionamento del tubo ad amplificazione parametrica.

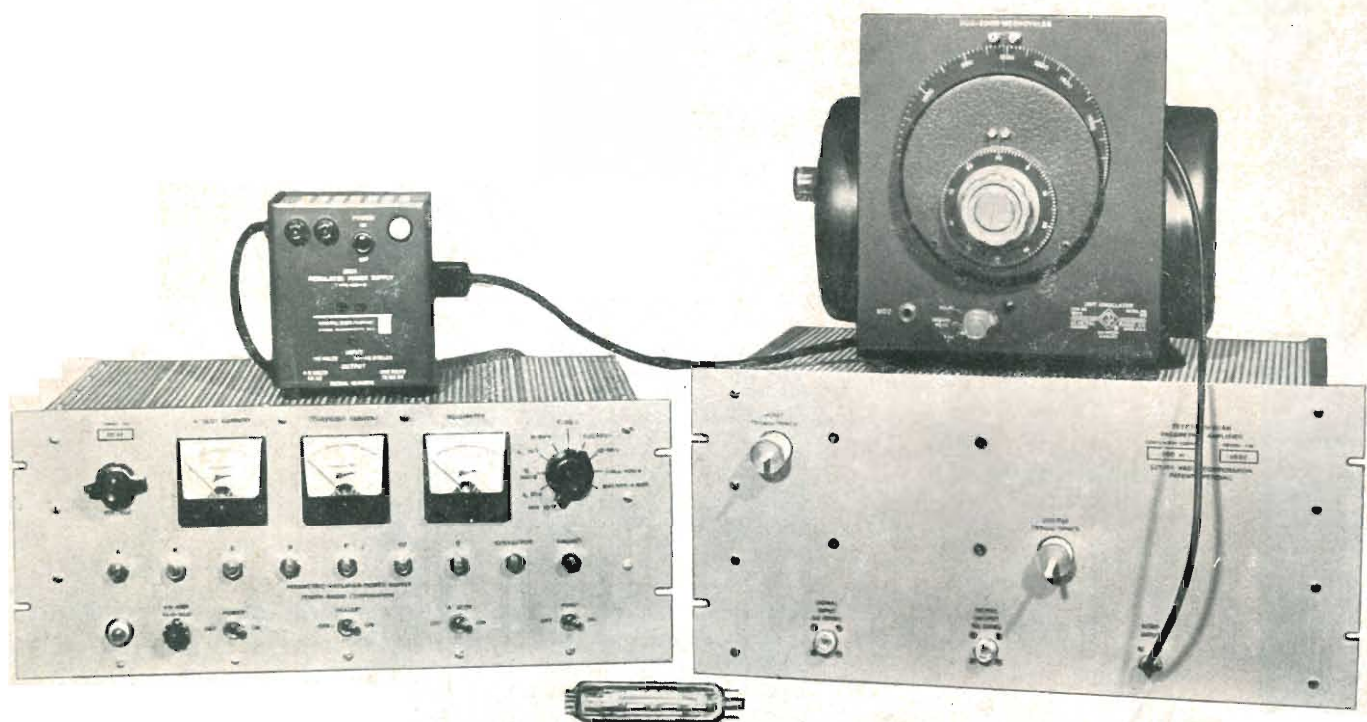



Fig. 9a - Amplificatore parametrico completo. A sinistra l'alimentatore, sopra il generatore della frequenza di pompaggio.

Fig. 9b - Fotografia di un tubo amplificatore e sua struttura.

e del rumore nell'interno dell'intero gruppo è visibile in fig. 8.

2. - REALIZZAZIONI PRATICHE

Riportiamo i dati di listino e le caratteristiche dell'amplificatore parametrico realizzato dalla Zenit Co. americana.

1) Stabilità assoluta fra ingresso ed uscita.

2) Alto guadagno, con assenza totale di effetti rigenerativi.

3) Ampia larghezza di banda, indipendentemente dal guadagno, senza necessità di accordo.

4) amplificazione con totale assenza di controreazione interne.

5) Insensibilità ai sovraccarichi, senza timore di deterioramenti.

6) Breve tempo di ripristino, caratteristica degli apparecchi a raggio elettronico.

Banda di frequenza di funzionamento 400 ÷ 1000 MHz; Larghezza di banda 40 ÷ 45 MHz (indipendentemente dal guadagno); Guadagno 30 dB (regolabile); Figura di rumore(4) 1,2 ÷ 1,7 dB; Potenza di pompaggio 50 ÷ 100 mW; Frequenza di pompaggio circa metà di quella di segnale (5); Ingresso 50 Ω tipo *N* coassiale; Uscita 50 Ω tipo *N* coassiale; R.o.s. ingresso: minimo 1,5.

In fig. 9*a*, si vede l'intero complesso di alimentazione, amplificazione, pompaggio.
In fig. 9*b* è visibile il tubo a vuoto amplificatore.
Esaminiamo più dettagliatamente le prestazioni dell'amplificatore.

2.2. - Stabilità

L'amplificatore è assolutamente stabile in qualsiasi condizione di funzionamento. Questo è dovuto al movimento unilaterale degli elettroni ed alla mancanza di controreazione interne per la speciale disposizione di iniezione ed estrazione del segnale.
L'amplificazione è indipendente dallo adattamento con l'antenna.

2.3. - Larghezza di banda

L'amplificatore a raggio presenta una notevole larghezza di banda, e l'amplificazione è funzione della potenza di pompaggio. (fig. 10). La larghezza di

---

(4) Misurata con una sorgente di rumore a larga banda.

(5) La frequenza di pompaggio deve essere regolata in modo che la frequenza idler cada nella banda passante di 40 ÷ 45 MHz di entrata a cui è accordato il segnale di ingresso.

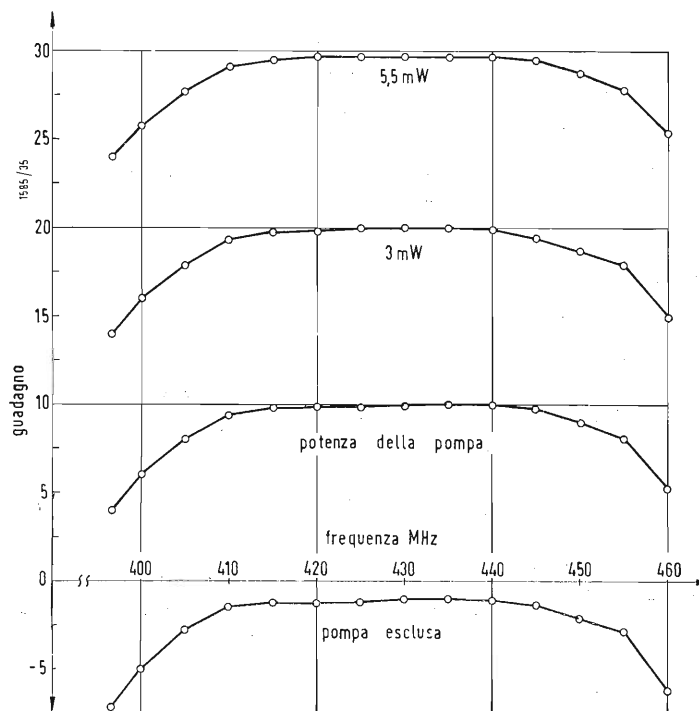



Fig. 10 - Caratteristiche di guadagno larghezza di banda di amplificatore parametrico a raggio elettronico con potenza di pompaggio come parametro

banda per i tubi funzionanti nel campo delle U.H.F. è di 40 ÷ 50 MHz. A frequenze superiori è faiclmente ottenibile una larghezza di danda del 10%.

È interessante esaminare quali elementi influiscono sulla larghezza di banda. Si è visto che il sistema di amplificazione è indipendente dalla larghezza di banda.

Gli elementi che determinano tale fattore sono i due accoppiatori di Cuccia. Il raggio elettronico uscente dal cannone viaggia in un campo magnetico di intensità appropriata, tale che la frequenza di ciclotrone sia coincidente con il centro banda della frequenza di segnale. L'accoppiatore ha una azione somigliante a quella prodotta dalle placchette di deviazione di un tubo a raggi ca todici. Quando viene applicato il segna le, il raggio viene deviato a ruota Il movimento del raggio eccita, nella accoppiatore, correnti indotte e si ha un comportamento analogo a quello che si ha con un carico resistivo. Aumentando o diminuendo la frequenza, con corrispondenti ritardi o anticipi di fase da parte del raggio, vengono indotte correnti aventi componenti induttive o capacitive.

Si può rappresentare il carico presentato dall'accoppiatore al raggio elettronico con un circuito equivalente e precisamente un circuito in serie (figura 11*a*).

La frequenza di risonanza di tale circuito corrisponde alla frequenza di ciclotrone, la resistenza è funzione della intensità di corrente del raggio, della tensione e della distanza compresa fra i due accoppiatori.

Il Q del circuito è funzione della permanenza dell'elettrone nell'accoppiatore ed è uguale approssimativamente al numero delle orbite percorse dall'elettrone, che si ottiene dividendo il tempo di transito per il periodo di ciclotrone.

La capacità formata dalle due placchette dell'accoppiatore è posta in parallelo al circuito in serie (fig. 11*b*). Per bilanciare la capacità di uscita dell'accoppiatore si dispone una induttanza (fig. 11*c*), ottenendo un circuito simile alla metà di un filtro passa banda a K costante.

L'accoppiatore di Cuccia presenta un carico bilanciato. Per ottenere le uscite in coassiale occorre evidentemente un

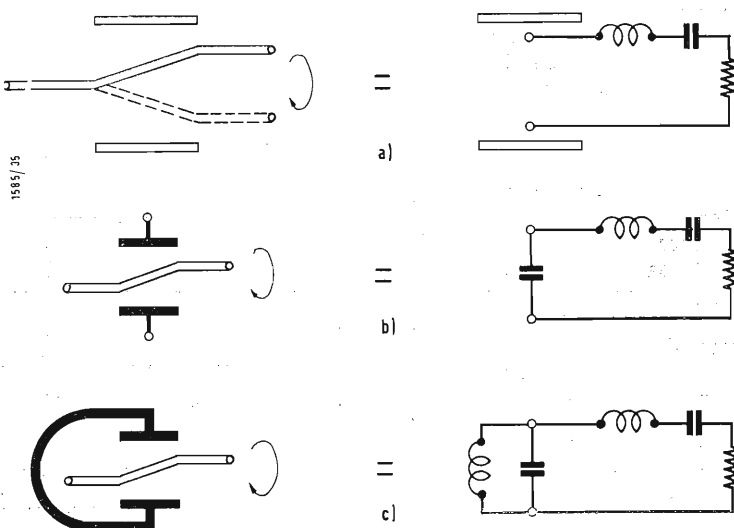



Fig. 11 - Circuiti equivalenti, per lo studio dell'accoppiatore di Cuccia.

balun. Questo si può facilmente realizzare con un circuito antirisonante. È opportuno d'altra parte completare il circuito di fig. 11*c* con elementi in serie per ottenere il filtro passa banda necessario per una buona risposta di frequenza. La trasformazione da circuito antirisonante a risonante viene effettuata ricorrendo ad una linea trasformatrice in $\lambda/4$ che fa vedere, inserendo ai morsetti di ingresso il circuito antirisonante, all'uscita il circuito risonante cercato.

In fig. 12 *d*, e si vede la disposizione circuitale. Due stub verticali formano il circuito antirisonante alla frequenza di segnale, con ingresso sbilanciato ed uscita bilanciata. La linea in $\lambda/4$ collega il balun disposto esternamente al tubo con l'accoppiatore di Cuccia posto nello interno. In fig. 13 è visibile tutta la disposizione di ingresso ed il circuito equivalente, costituito da un trasformatore ideale bilanciato-sbilanciato seguito dal filtro passa banda chiuso sul carido resistivo del raggio elettronico. In un filtro a k costante la larghezza di banda $\Delta f/f_0$ è proporzionale alla radice quadrata del rapporto delle reattanze in parallelo con le reattanze in serie. Tale valore è uguale riferendoci al circuito equivalente alla radice del rapporto della capacità del raggio elettronico e la capacità delle due placche di accoppiatore. Tale valore con opportune trasformazioni risulta proporzionale alla radice quadrata del rapporto fra corrente del fascio e il prodotto della larghezza delle placchette per la loro distanza. Questo prodotto rappresenta un'area che per un raggio elettronico di un dato diametro deve essere superiore ad un valore minimo. La distanza fra le placchette deve essere sufficientemente ampia da permettere l'estrazione del segnale senza che si abbia il fenomeno di intercettazione del segnale (vedi oltre) e la larghezza deve essere sufficientemente ampia da produrre un campo tale da avere una buona deviazione in tutte le sezioni del raggio.

Al numeratore del rapporto sotto radice cui è proporzionale la larghezza di banda compare la corrente del fascio elettronico. Tale corrente divisa per la sezione del fascetto fornisce la densità di corrente. Si può concludere che la larghezza di banda che si può ottenere con un accoppiatore di Cuccia è proporzionale alla densità di corrente del fascio, poichè il fattore a denominatore che rappresenta un'area (larghezza delle placchette-distanza placchette) deve avere un valore minimo per ogni sezione del raggio, sotto al quale non è opportuno scendere. La trattazione analitica di tali considerazioni è svolta nella appendice.

Alle basse frequenze la densità di corrente è limitata dalla capacità del campo magnetico a tenere riunito il raggio, alle alte frequenze tale limite è probabilmente costituito dalla capacità emissiva del catodo.

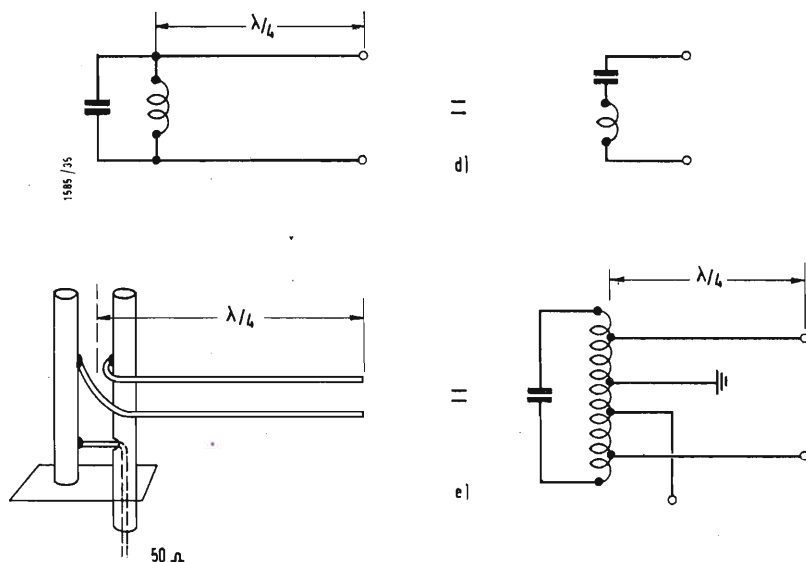



Fig. 12 - La trasformazione da circuito antirisonante a risonante viene effettuata ricorrendo ad una linea di trasformazione in $\lambda/4$.

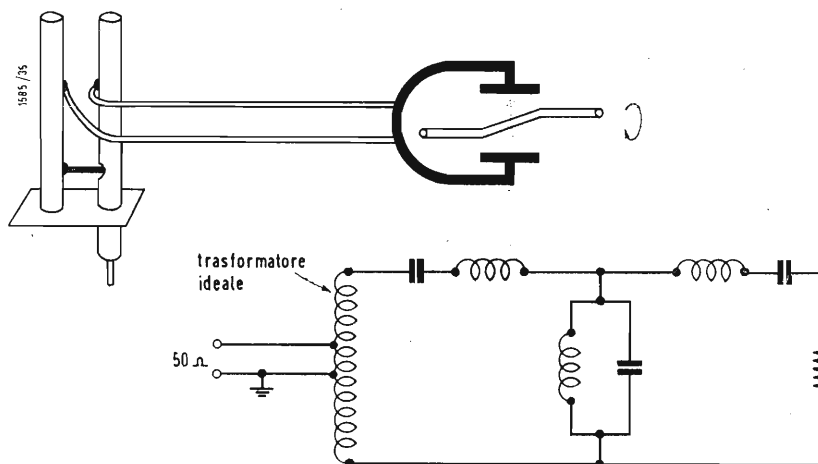



Fig. 13 - Disposizione d'ingresso e circuito equivalente, costituito da un trasformatore ideale bilanciato-sbilanciato seguito dal filtro passa banda chiuso sul carico resistivo del raggio elettronico.

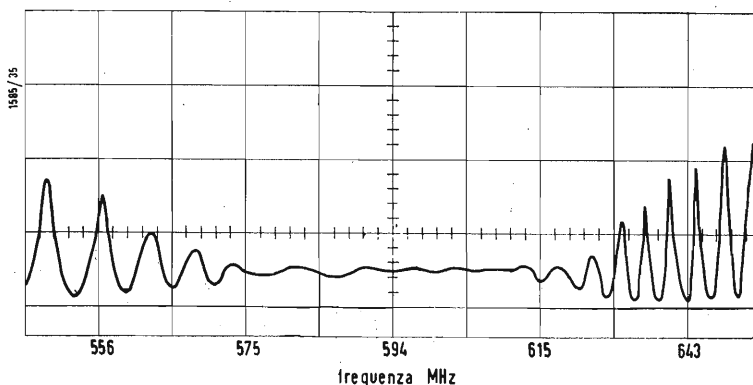



Fig. 14 - Adattamento d'ingresso, in funzione della frequenza. La posizione di migliore adattamento si cerca spostando la connessione mobile del balun.

In fig. 14 si vedono i risultati ottenuti con tale sistema di adattamento nella banda 400-900 MHz, ed è rappresentato l'andamento della tensione prelevata da un rivelatore connesso al lato trasmittente della linea di alimentazione dell'amplificatore [5]. L'oscillatore di alimentazione è svippato; per una larghezza di banda di 40 MHz, l'adattamento risulta molto buono, e la potenza riflessa molto piccola, cui corrisponde una retta sull'oscillogramma. Nella zona di disadattamento, fuori dalla banda passante del filtro, si hanno ampie oscillazioni. Praticamente la posizione di migliore adattamento si cerca spostando la connessione mobile del balun.

2.4. - Linearità

Notevoli sono le caratteristiche di linearità del tubo riportate in fig. 15 si vede che le caratteristiche sono perfettamente lineari fino ad un determinato valore della potenza di ingresso, oltre al quale si ha un fenomeno di sovraccarico. Questo punto si sposta verso le potenze minori in funzione del guadagno. Il fenomeno è dovuto al fatto che il raggio elettronico viene intercettato dall'accoppiatore di uscita.

In assenza di pompaggio il raggio elettronico, per una certa frequenza di ciclotrone e quindi per un certo valore del campo *B*, è funzione della potenza di modulazione. Aumentando questa, il raggio andrà aumentando, e ad un certo punto comincerà a rasentare la cavità di uscita finchè per un ulteriore aumento si avrà l'intercettazione del raggio.

Quando è inserita la pompa, il fenomeno è ancora più complesso. Per un guadagno superiore a 10 dB, l'uscita comprende due componenti di uguale intensità alla frequenza di segnale e di ingresso. Risulta che il picco di potenza di uscita è circa doppio di quello di segnale solo. Gli elettroni cominciano già a rasentare la cavità di uscita quando il raggio elettronico ha una ampiezza corrispondente ad una potenza di 6 dB inferiore a quella del caso di guadagno unitario.

Per un tubo funzionante a 425 MHz, il punto di sovraccarico è circa a — 20 dB, e dal livello di rumore a questo valore la amplificazione è lineare. Per un guadagno di 20 dB la zona di linearità si stende da — 90 dBm a — 20 dBm,

Come diretta conseguenza della linearità è la mancanza di effetti di modulazione incrociata ed intermodulazione. Il funzionamento con un segnale molto debole non è disturbato dalla presenza in banda di un altro segnale indesiderato ad un'altra frequenza, a meno che questo non sia tale da portare il tubo in sovraccarico. Non si hanno prodotti di intermodulazione per somma o differenza e non si nota influenza sul rumore.

La caratteristica di intermodulazione

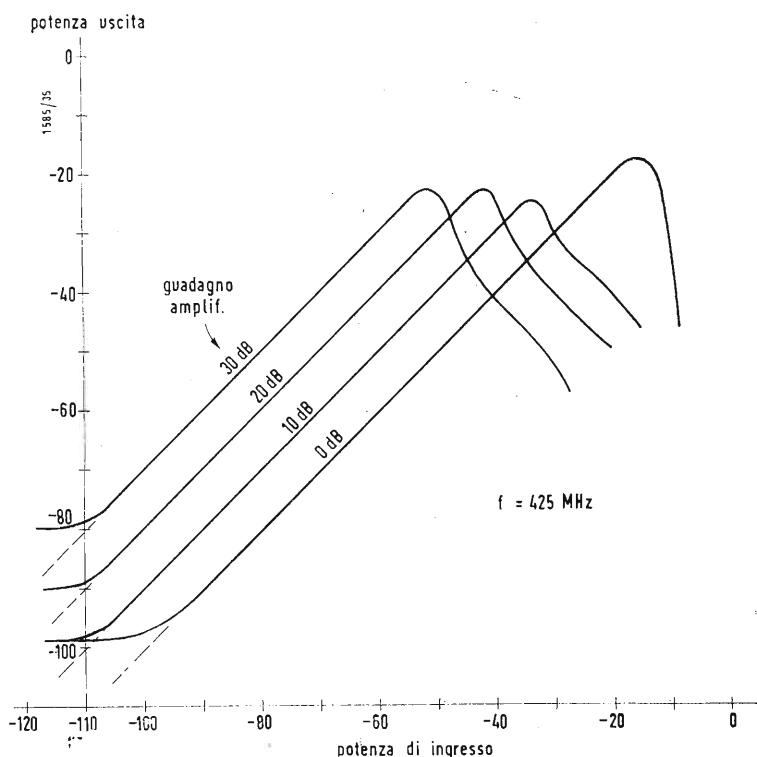



Fig. 15 - Caratteristiche di linearità del tubo, in funzione della potenza d'ingresso espressa in dBm, per diversi valori di amplificazione.

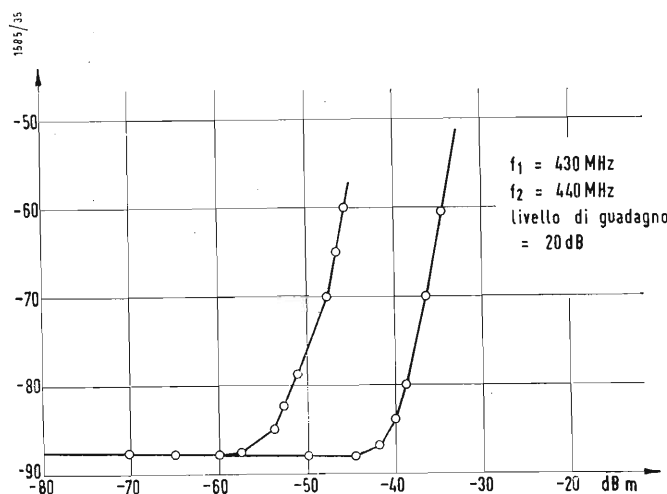
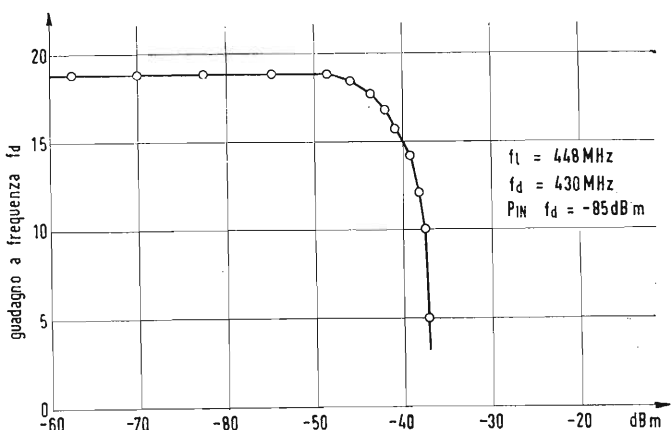



Fig. 16 - Caratteristiche di desensibilizzazione e di intermodulazione; *a*) un segnale spurio f_i riduce il guadagno del segnale desiderato f_d; *b*) due segnali interferenti f_1 e f_2 producono il segnale spurio $2f_2 - f_1$.

Fig. 17 - Figura di rumore per un funzionamento nella banda 400 ÷ 440 MHz.

per un tubo funzionante alla frequenza di 425 MHz è riportata in fig. 16.
La rotazione di fase fra ingresso ed uscita è funzione della differenza fra la frequenza di segnale e quella di ciclotrone. Se le due frequenze sono coincidenti, la rotazione è nulla; si ha variazione lineare con la differenza di frequenza fra la frequenza del segnale e quella di ciclotrone.
La relazione che governa il fenomeno è:

$$\Phi = 2\pi N \left(\frac{\omega}{\omega_c} - 1 \right)$$ dove:

ω = frequenza del segnale;
ω_c = frequenza di ciclotrone;
N = numero delle orbite descritte dall'elettrone nel tratto compreso fra la uscita dall'accoppiamento di ingresso all'entrata di quello di uscita.
Nel tubo considerato, $N = 10$.
In casi particolari in cui è importante non avere rotazioni relative in due canali di amplificazione, queste si possono eliminare regolando il campo B mediante la corrente di eccitazione. La rotazione di fase è indipendente dal guadagno.
Per una larghezza di banda del 10%; la rotazione di fase varia linearmente da $-\pi$ a $+\pi$.

2.5. - La frequenza idler

Uno degli inconvenienti caratteristici di tutti gli amplificatori parametrici è la presenza all'uscita della così detta frequenza idler.
Alla frequenza idler possono entrare segnali spuri ed ulteriori rumori, e alla uscita è presente un segnale, non solo alla frequenza utile, ma anche alla frequenza idler, avente una intensità circa uguale al primo. In molte applicazioni però, ove sono particolarmente sentite le necessità di bassissimo rumore, la presenza del segnale spurio non produce inconvenienti (radioastronomia). In altri casi la presenza del segnale idler è assolutamente intollerabile. Si ottiene l'eliminazione del segnale spurio scegliendo opportunamete la frequenza di pompaggio. Si sono ottenuti buoni risultati con frequenze di pompaggio anche fino a cinque volte più alte di quelle di segnale.

2.6. - Considerazioni sul rumore

a) Particolare interesse presenta la figura di rumore dell'amplificatore e l'esame degli elementi che influiscono su questo fattore.
Il tubo descritto precedentemente, nella banda di funzionamento 400-1000 MHz, presenta un rumore residuo nel fascio di 70°K che per effetto di rumori presenti nell'accoppiatore di uscita risulta aumentata a 100 °K.
La figura di rumore per un funzionamento nella banda 400 ÷ 440 MHz è visibile in fig. 17. La frequenza idler è fonte di rumore. Dal punto di vista di riduzione del rumore, è conveniente scegliere la frequenza di pompaggio in modo tale che la frequenza di idler cada entro la banda passante degli accoppiatori.

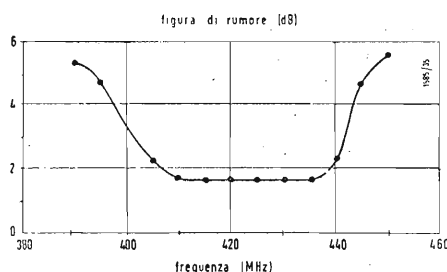
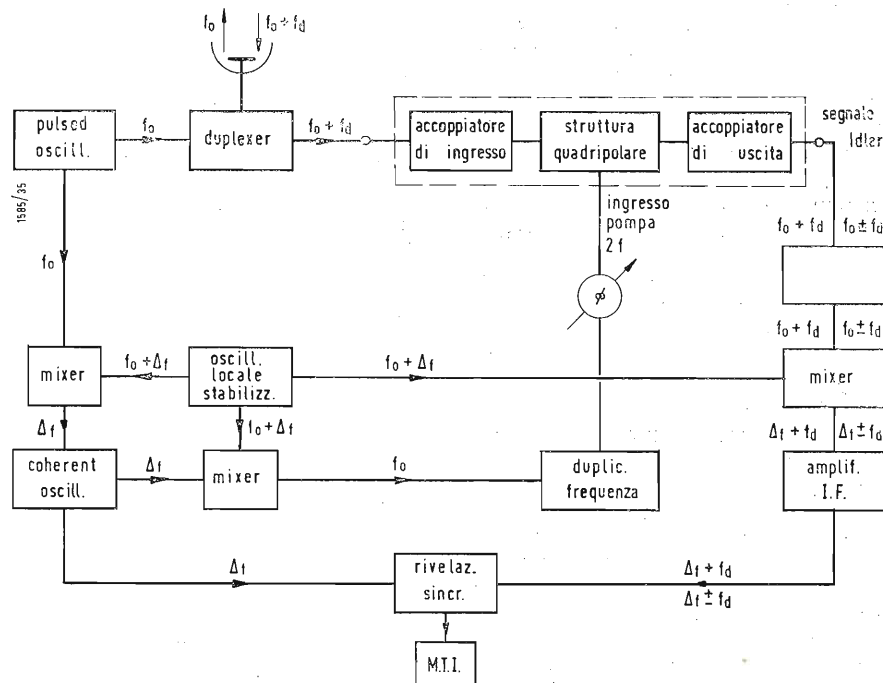



Fig. 18 - Diagramma a blocchi per ottenere il pompaggio sincrono di un amplificatore per un radar M.T.I.

Questo si ottiene scegliendo la frequenza di pompaggio $f_p = 2f_s + \Delta$. Il valore Δ deve essere tale che:

$f_i = f_p - f_s$
$f_i = 2f_s + \Delta - f_s = f_s + \Delta$
f_i = frequenza idler
f_p = frequenza pompaggio
f_s = frequenza segnale

cioè che $f_i = f_s + \Delta$ cada entro la banda passante dell'accoppiatore. Quando questo si verifica, l'accoppiatore riesce ad estrarre il rumore introdotto dal segnale idler.

La figura di rumore di fig. 17 è riferita a questo caso, cioè al caso in cui il segnale desiderato è ricevuto su ambedue i canali: utile e spurio (idler). Questo si verifica quando si ricevono segnali provenienti dallo spazio (radioastronomia), in cui il segnale ha essenzialmente l'aspetto di un rumore, ed ambedue i canali contribuiscono alla ricezione.

Come si è detto, molti sono anche i casi in cui il segnale a frequenza idler deve essere eliminato.

A seconda delle varie applicazioni sono stati escogitati diversi sistemi per ottenere il minor rumore possibile.

b) Un sistema detto « pompaggio sincrono », adoperato nei radar M.T.I. o nei sistemi A.M. a doppia banda laterale; esso consiste nella sincronizzazione della frequenza di pompaggio con la seconda armonica del segnale. Allora si ha:

$f_i = f_p - f_s = 2f_s - f_s = f_s$

La frequenza idler coincide con quella di segnale, ed ambedue i canali contribuiscono all'uscita.

La figura di rumore è ancora quella di fig. 17. La disposizione schematica è quella di fig. 18.

c) Una disposizione che dà una figura di rumore simile a quella a larga banda è quella di fig. 19. Tale schema dà buoni risultati quando si riceve in segnale direttamente dallo spazio. I disturbi entrano nel canale idler provengono da una sorgente a bassa temperatura (lo spazio e l'antenna). Un esempio si ha nella ricezione dei segnali provenienti da un satellite artificiale con una antenna direttiva.

d) Quando il segnale e la frequenza di idler sono distanziati da parecchi MHz, si può inserire un filtro che elimini la frequenza di idler e lasci passare il segnale. L'accoppiatore estrae il rumore dal raggio. Occorre predisporre un carico ben adattato in modo che il rumore di idler estratto non rimanga riflesso di nuovo nel raggio. Occorre perciò inserire un nuovo filtro per ottenere l'adattamento cercato, come si vede in fig. 20. Il carico per il canale di idler è costituito da una resistenza di basso valore; tale resistenza deve essere mantenuta a temperatura più bassa possibili. La figura di rumore per questo sistema di ricezione a canale singolo (il canale idler cade fuori) risulta peggiorata rispetto a quella di fig. 17. Tale andamento è funzione della temperatura di rumore

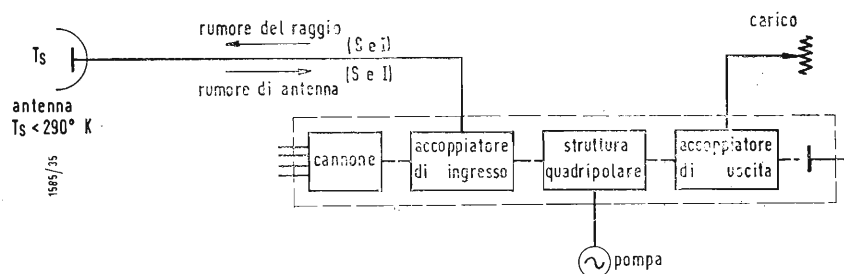



Fig. 19 - Disposizione per ricezione di segnali provenienti da un satellite artificiale.

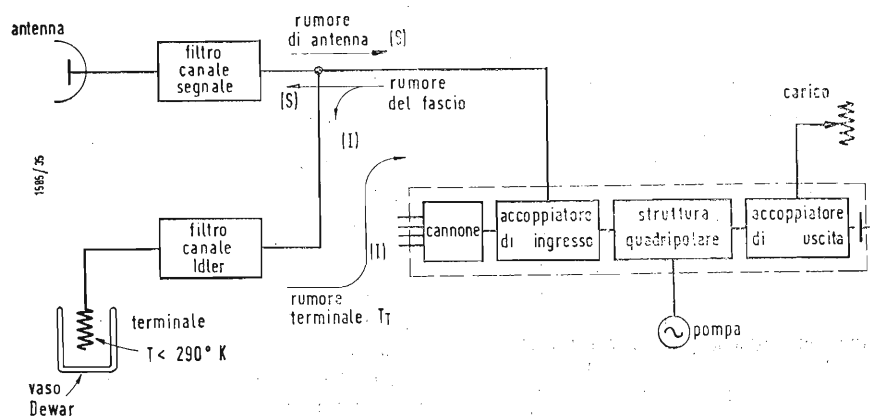



Fig. 20 - Altra disposizione con filtro per frequenza idler.

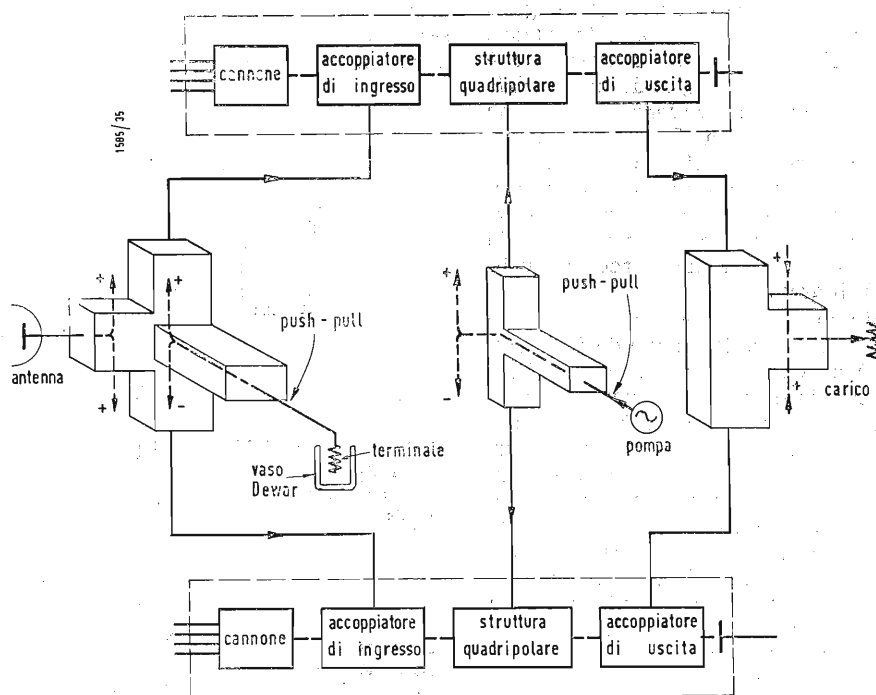



Fig. 22 - Eliminazione del canale di idler mediante la combinazione push-pull, single-ended di due amplificatori.

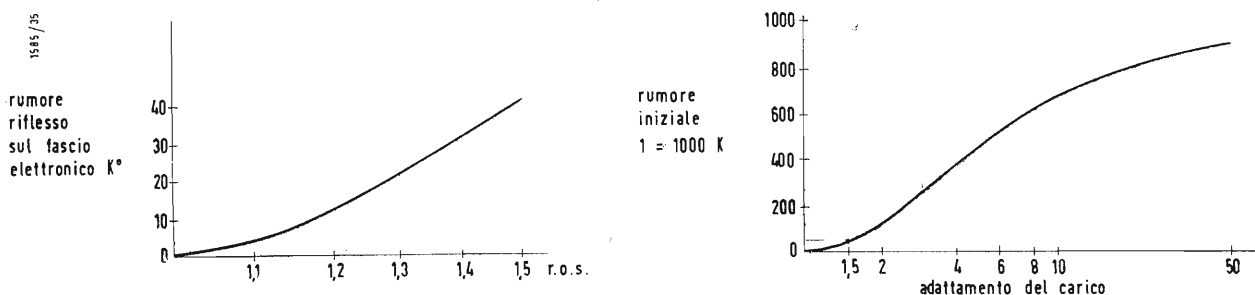



Fig. 22 - Valori di rumore riflessi a causa del disadattamento in funzione del rapporto di onde stazionarie.

del canale di idler. Mantenendo la resistenza di carico a temperatura di ambiente (290 °K) il peggioramento della figura di rumore è di 3 dB; immergendola in azoto liquido (78 °K), il peggioramento è di 1 dB.

e) Un altro sistema è quello di fig. 21. Sono necessari due amplificatori le cui uscite sono connesse in parallelo, mentre i due ingressi sono disposti in un circuito a due maglie che permette di separare l'entrata ad un segnale single-ended ed a uno in push-pull. Sullo schermo sono indicati tratti di guide d'onda ma questo non vincola il funzionamento anche ad altre frequenze ove tali elementi non sono usati. Il segnale di pompaggio arriva con uguale intensità ai due amplificatori. La fase del segnale di pompaggio non deve interferire con la fase del segnale di uscita e quindi il segnale utile esce dai tubi sul carico single ended in fase. I rumori e le spurie alla frequenza idler vengono convertiti nei due tubi alla frequenza di segnale, ma questa conversione è sensibile alla fase. Quindi un segnale single-ended alla frequenza idler viene cancellato all'uscita. I rumori alla frequenza idler che entrano nel circuito push-pull risultano in fase all'uscita. Questa componente di rumore viene attenuata mediante refrigerazione della resistenza inserita nel circuito push-pull di ingresso.

Il sistema descritto è più conveniente rispetto a quello di cui si è detto in (*d*), perchè si può sfruttare l'intera larghezza di banda di ogni tubo per il segnale utile, poichè non occorre più un margine notevole di distanza fra segnale ed idler, come nel caso del filtro, ed inoltre il circuito di ingresso risulta più semplice. Sono però necessari due amplificatori ed un alto grado di simmetria per ottenere l'optimum nelle prestazioni.

f) L'adattamento di impedenza delle varie parti del circuito ha pure una notevole influenza per ottenere una bassa figura di rumore.

Consideriamo la fig. 8 in cui è schematizzato l'andamento del segnale e del rumore. Il rumore insito nel raggio è estratto nell'accoppiatore di ingresso e trasferito nella resistenza della sorgente; il segnale viene invece trasmesso.

Se la resistenza della sorgente in cui viene trasferito il rumore non è ben adattata con l'accoppiatore, non tutto il rumore viene estratto e vi è una riflessione, e parte del rumore viene trasmesso nel raggio. In fig. 22 si leggono i valori di rumore riflessi a causa del disadattamento in funzione del rapporto di onde stazionarie.

Si hanno bassi valori di rumore riflesso per un r.o.s. compreso fra 1 e 1,5.

Per un rumore a 1000 °K si ha un valore residuo di 40 °K. Aumentando il disadattamento, si ha un notevole peggioramento della situazione.

Una disposizione che attenua l'effetto del disadattamento e che permette di ottenere figure di rumore molto buone, è quella di fig. 23. Fra il cannone elettronico ed il primo accoppiatore è inserito un ulteriore accoppiatore, avente il compito di effettuare una preestrazione del rumore dal raggio. La resistenza di carico per il rumore del primo accoppiatore, detto « pre-clearing », è posta a temperatura ambiente. Se la sorgente ha una temperatura di 1000°K questa viene ridotta a 290 °K, ed è questo il rumore che si presenta al secondo accoppiatore, cioè a quello in cui viene iniettato il segnale. Questo ultimo accoppiatore estrae a sua volta il rumore dal raggio elettronico, ed il rumore residuo dipende dalla temperatura della sorgente. L'influenza di un eventuale disadattamento del circuito di ingresso del segnale è ridotta di circa 3÷5 volte.

Il circuito di segnale estrae qualsiasi rumore di idler.

Si può ulteriormente abbassare il rumore raffreddando con azoto liquido le terminazioni di « pre-clearing ».

Il circuito di ingresso estrae tutti i rumori a frequenza idler provenienti dal raggio elettronico, e li sostituisce con quelli della sorgente della frequenza idler, avente una temperatura Θ. Per

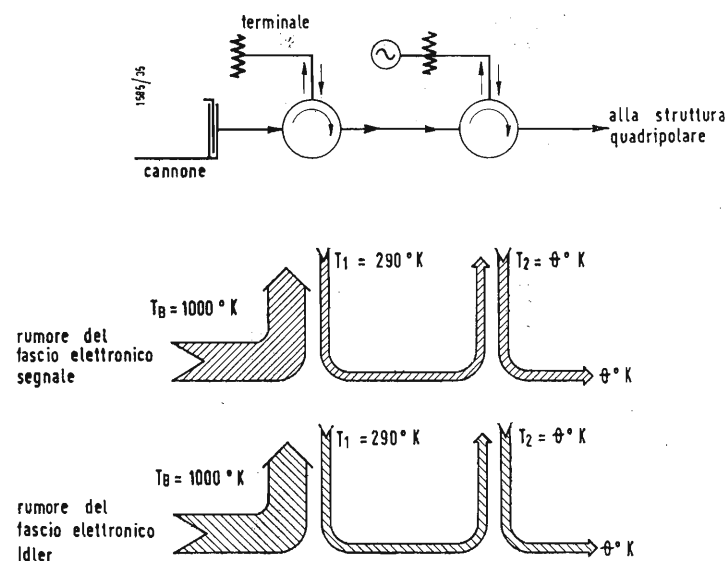



Fig. 23 - Disposizione che attenua l'effetto di disadattamento e che permette di ottenere figure di rumore molto buone.

evitare questo, si interpone un filtro eliminatore fra la sorgente del segnale e l'accoppiatore di ingresso (fig. 24).
I rumori del raggio a frequenza di segnale ed a frequenza idler vengono eliminati dall'accoppiatore « pre-clearing» e sostituiti con un rumore di 78 °K. Questo basso rumore viene sostituito dal segnale nell'accoppiatore di ingresso, e si è già osservato la non eccessiva importanza di un adattamento molto spinto; i rumori del raggio a frequenza idler vengono a loro volta sostituiti con quelli provenienti fa 78 °K. Nell'accoppiatore di ingresso questo rumore di 78 °K verrebbe ad essere sostituito con i rumori provenienti dalla sorgente del segnale a temperatura Θ che risultano molto maggiori. Viene inserito un filtro che impedisce questo scambio alla frequenza idler e la temperatura di rumore rimane a 78 °C. Con questa disposizione si dovrebbe avere un peggioramento della figura di rumore di 1 dB rispetto a quella di fig. 17; in pratica per varie cause si hanno dei valori peggiori.
Senza filtro di arresto e con l'accoppiatore « pre-clearing » a temperatura ambiente si hanno, in condizioni di larga banda (due canali: utile ed idler), una figura di 1,5 dB. Aggiungendo il filtro nelle condizioni di canale singolo si ha una figura di 4,5 dB. Raffreddando i terminali del « pre-clearing » a 78 °K si ha un miglioramento che porta il rumore a 3,5 dB.
Il tubo amplificatore, come tutti i dispositivi a raggio elettronico, presenta grande resistenza ai sovraccarichi. Le uniche limitazioni sono dovute a perdite di isolamento o a scariche interne. Il tempo di ripristino dopo un sovraccarico è molto breve, dell'ordine delle decine di microsecondi. *(continua)*

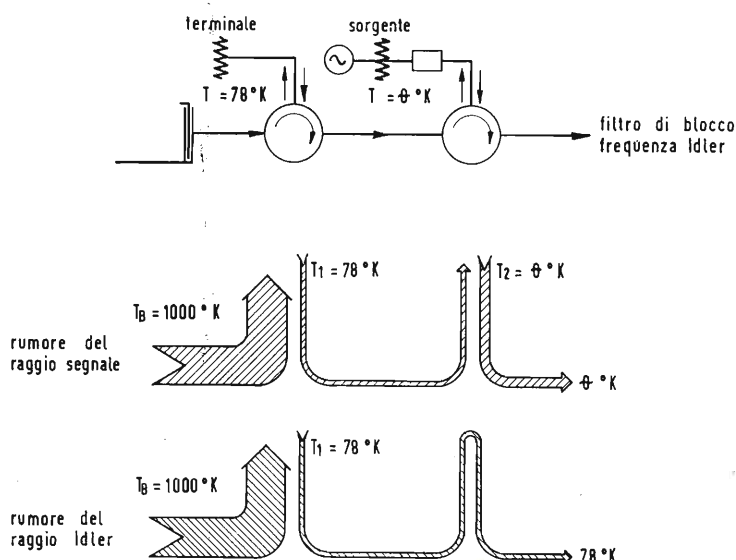



Fig. 24 - Per evitare che il circuito di ingresso, che estrae tutti i rumori a frequenza idler provenienti dal raggio elettronico, li sostituisca con quelli della sorgente della frequenza idler, si interpone un filtro fra la sorgente del segnale e l'accoppiatore d'ingresso.

Un freno elettronico per regolare la reazione nucleare

La Pioneer Service & Engineering Co., che dirige i lavori per la costruzione della centrale elettronucleare commerciale di Sioux Falls (South Dakota), per conto della Northen States Power Company, ha ordinato alla Bendix Corporation un dispositivo a transistori per regolare il regime della reazione nucleare a catena, che può essere considerato un vero e proprio « freno » elettronico.
I tecnici della Bendix affermano che l'apparecchio, denominato « impianto per la sicurezza e regolatore del flusso di un reattore », misurerà in continuazione il numero dei neutroni (ossia l'energia atomica sviluppata) nel reattore a partire dal momento in cui entra in funzione. Ogni qualvolta l'erogazione di energia supera livelli normali il dispositivo transistorizzato provvederà ad arrestare il reattore in una frazione di secondo.
Il dispositivo non solo avverte la quantità di energia prodotta, ma misura anche la velocità della reazione in ogni istante. Esso sente cioè il « polso » di un reattore nucleare, misurando i neutroni emessi nella fissione dei nuclei atomici.
Per semplificare la manutenzione del dispositivo elettronico di controllo per reattori, la Bendix ha adottato la soluzione « modulare ». L'apparecchio è stato adottato per il controllo dei reattori di potenza nel cacciatorpediniere « Bainbridge », nell'ampianto APPR di Fort Belvoir (Virginia) e in alcuni apparecchi nucleari realizzati all'Università di California. *(p.n.i.)*

dott. ing. Franco Simonini

Il metodo dell'analisi «per campioni» in un moderno oscillioscopio a 500 MHz*

Per la maggior parte dei lettori i 500 MHz sono cosa abbastanza lontana specie se costituiscono il limite superiore di banda di un oscilloscopio professionale. E' opportuno quindi ricordare i vantaggi che può permettere l'analisi oscilloscopica con queste prestazioni: analisi della forma d'onda di impulsi in circuiti a rapida frequenza di funzionamento; manutenzione e controllo radar; misura della massima ripidezza di fronte d'onda ottenibile con i transistori e della velocità di commutazione di elementi a diodo; misura del tempo di commutazione di elementi di circuiti di memoria. Si tratta di misure e controlli inerenti alla nuova pagina che si è aperta nell'elettronica con la tecnica degli impulsi impiegati principalmente nelle calcolatrici elettroniche e nei circuiti radar. In queste nuove tecniche la larghezza di banda si impone sia per la forma degli impulsi, che é ad alto contenuto armonico (e deve venir spesso rigorosamente mantenuta per garantire l'efficacia degli impulsi stessi), sia per il gran numero degli impulsi e delle ripetizioni nell'unità di tempo dei treni di impulsi.

I PROCEDIMENTI di calcolo delle macchine calcolatrici elettroniche richiedono che si proceda il più delle volte per confronto tra un dato ed una serie di altri che variano progressivamente di una data fissa quantità ad ogni confronto.
Così la divisione di un numero A per un altro B si ottiene moltiplicando un numero X per B e maggiorando progressivamente X fino a tanto che il confronto di B e X risulti per uno dei progressivi confronti eguale ad A.
Il quoziente X risulta così determinato quando risultando al confronto B X sufficientemente approssimato ad A, la macchina si ferma automaticamente.
Questo procedimento di calcolo, che sfrutta la proprietà dei circuiti binari, richiede evidentemente il rapido ripetersi del passaggio dei treni di impulsi che in codice binario corrispondono alle varie cifre.
È così che analogamente a quanto avviene in TV (ove il prodotto del numero delle linee per la frequenza del quadro e ancora per il numero di punti di definizione di una riga richiede ben 5 MHz circa di ampiezza di banda) si arriva ad aver bisogno di larghezze di banda di decine ed anche di centinaia di MHz per l'analisi oscillografica. Non solo, ma si debbono impiegare impulsi con un tempo di salita del fronte notevolmente ridotto, che a loro volta richiedono una adeguata capacità di analisi da parte dell'oscilloscopio con un tempo di salita decisamente inferiore.
Tutto questo vale anche per la tecnica della trasmissione a distanza di messaggi in telecomunicazione mediante invio su guida d'onda di radio frequenze a impulsi codificati.
Con questa trasmissione a codice l'unico nemico è l'eccesso di attenuazione del tratto di guida d'onda nell'intervallo di due stazioni amplificatrici. Ogni distorsione o alterazione nell'impulso ha un'importanza relativa poichè è solo la sequenza codificata degli impulsi che porta il segnale.
Naturalmente anche in questa tecnica gli impulsi sono numerosi, molto stretti (quindi con brevissimo tempo di salita) e danno luogo ad una banda di lavoro molto larga per la quale bisogna ricorrere a strumenti di tipo particolare come questo.
Con la tecnica normale si è finora arrivati fino ai 50 MHz circa e cioè con circuiti di amplificazione convenzionali con tubi ad elevatissima pendenza ecc.
Esistono però due limitazioni fondamentali alla tecnica, diciamo convenzionale.
Gli amplificatori di banda oltre un certo limite non possono dare una sufficiente amplificazione ed inoltre quando il fenomeno rappresentato richiede dei fronti d'onda di segnale molto ripido, il corrispondente rapidissimo spostamento del pennello elettronico provoca una fortissima diminuzione nella luminosità del tubo.
È per tale motivo che i tratti di salita e di discesa dell'andamento di una onda quadra sono di solito quasi invisibili all'esame oscillografico in confronto ai tratti orizzontali.

1. - L'ANALISI PER CAMPIONE

Spronati da questa limitazione si è quindi arrivati all'analisi del segnale « per campioni ».
Per spiegare questa tecnica applicata all'esame oscilloscopico si può fare un paragone con l'osservazione stroboscopica dei fenomeni ciclici.

(*) L'oscillografo mod. 185A, che consente una risoluzione fino a 500 MHz è costruito dalla HEWLETT-PACKARD Co., di cui è agente generale per l'Italia la Ditta Ing. M. VIANELLO, di Milano.

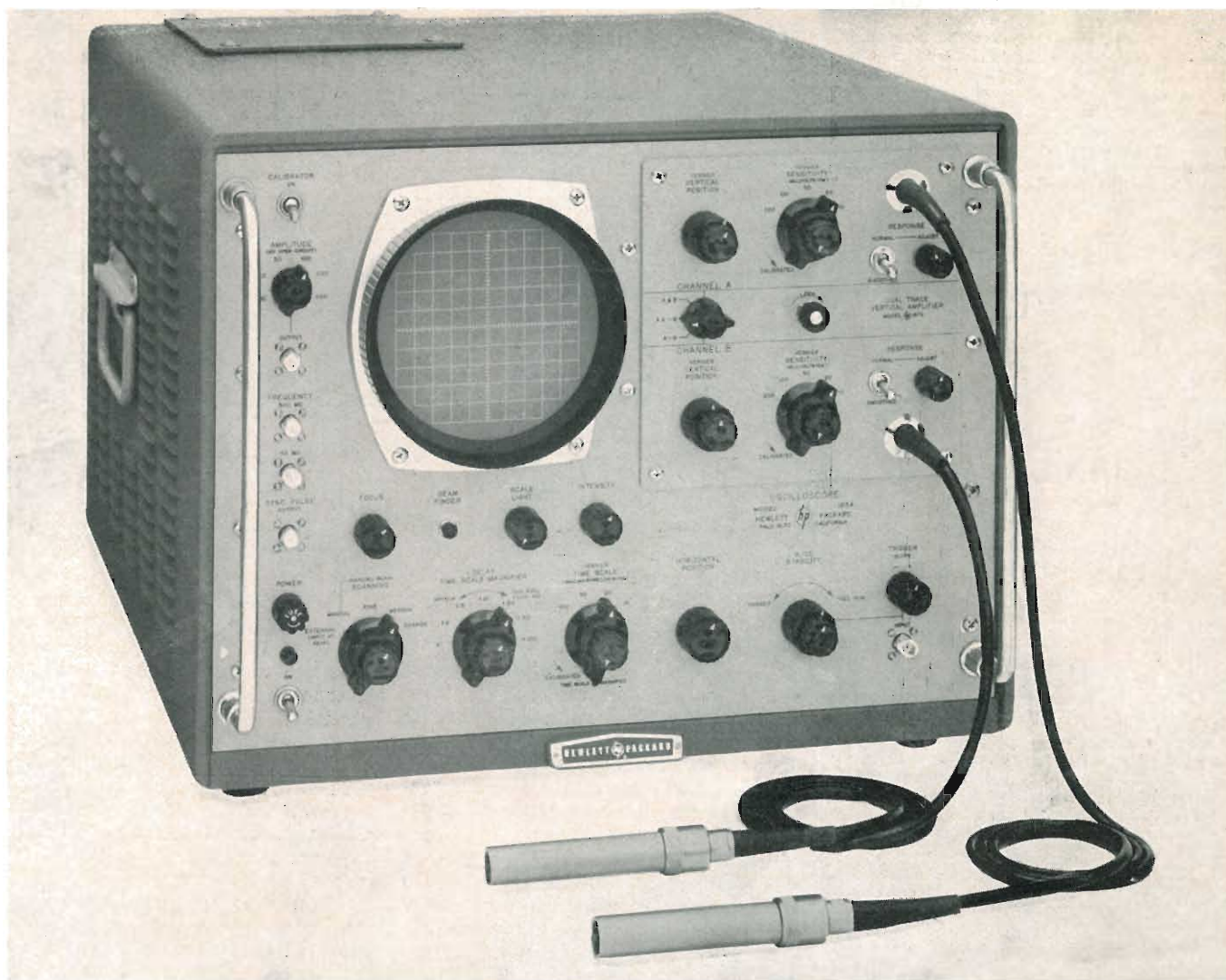



Fig. 1 - Fotografia dello strumento.

Nella visione stroboscopica una luce lampeggiante con una data frequenza illumina in istanti successivi il moto periodico dell'oggetto sotto esame.
Se la luce lampeggia con la stessa frequenza del moto dell'oggetto questo viene illuminato quando è sempre nella stessa posizione cosí che appare allo osservatore come fermo.
Se si aumenta leggermente la frequenza della luce lampeggiante l'oggetto invece sembra muoversi lentamente lungo tutto il ciclo del movimento che può venir così osservato con tutta comodità in dettaglio.
Ciò può avvenire naturalmente solo per il noto fenomeno della persistenza delle immagini sulla retina. Quanto al potere risolutivo di un simile sistema di analisi possiamo dire che più piccola è la porzione di moto illuminata, più breve cioè il lampo di luce e più minuti appaiono i dettagli di movimento che sarà possibile esaminare.
L'oscilloscopio 185 A fa uso di questo stesso principio di analisi « per campione ». Esso possiede un circuito di memoria analogo a quello del nostro occhio ed i tempi di analisi sono ridotti al minimo grazie all'impiego di circuiti, con transistori « a valanga », con essi il tempo stesso dell'impulso è limitato al tempo di saturazione del transistore, tempo che è legato come noto, ad un effetto di carattere cumulativo e quindi estremamente rapido.
Il circuito dell'oscilloscopio 185 A/187 A *-hp-*, consiste di una « porta » che si apre per un tempuscolo permettendo così la carica di un condensatore ad un livello proporzionale all'ampiezza istantanea del segnale. Questo livello si mantiene costante (ed in ciò stà il circuito di memoria) anche parecchio tempo (relativamente al tempo di prelievo del segnale) dopo che la « porta si è chiusa » e viene amplificato in modo da dar luogo ad una deflessione verticale nel tubo a raggi catodici.
La scansione procede così per punti in modo da esaminare tutto l'andamento del segnale. A tale scopo la « porta si apre » ogni volta con un tempuscolo di anticipo sulla posizione precedente (figura 2). Naturalmente la tensione di scansione orizzontale del pennello catodico deve muoversi orizzontalmente con un movimento passo passo corrispondente all'apertura della porta e tale movimento viene ovviamente generato da una tensione di comando dell'asse X a gradini (fig. 4). La visione risultante della forma d'onda è quindi per punti (fig. 3). Solo che il numero di questi punti è tale che:

— la forma d'onda viene analizzata in dettaglio così come nel caso degli oscilloscopi convenzionali.

— La luminosità della traccia è molto migliore con il 185 A permettendo una ottima visione anche nei tempi più rapidi di analisi.

In fig. 5 è riportato l'andamento di un impulso di 2 millimicrosecondi di durata, sullo schermo di 5 pollici del 185 A. Ogni medaglia ha però il suo rovescio. Questa analisi a larga banda, come è

Fig. 2 - Illustrazione schematica del sistema di esame per « campioni ». Allo strumento pervengono sia il segnale che un segnale di sincronismo che può venir ricavato direttamente dal segnale stesso. Basandosi su detti sincronismi il circuito « porta » viene aperto in istanti successivamente e progressivamente sfasati nel tempo rispetto al sincronismo in modo che i successivi prelievi di segnale permettono l'esame di tutta la forma d'onda.

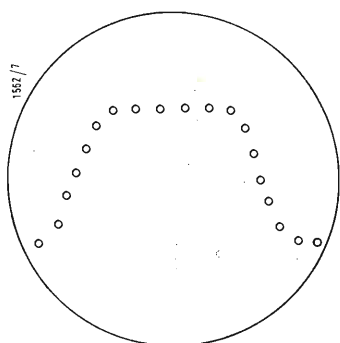
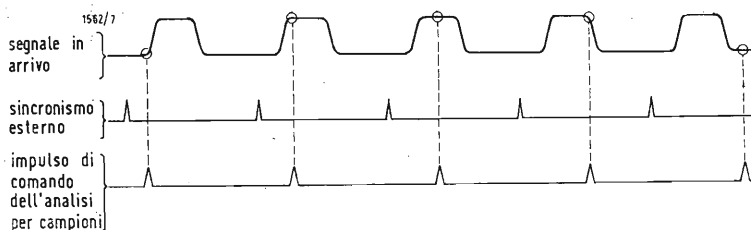



Fig. 3 - Ecco come i campioni di segnale progressivamente prelevati permettono la ricostruzione della forma d'onda. In pratica non si nota discontinuità nel segnale sullo schermo del tubo. Sono previste tre diverse densità di prelievo della campionatura in modo da permettere la visione nitida in tutta la gamma di frequenze esaminabili che si estende così dalla continua ai 1000 MHz.

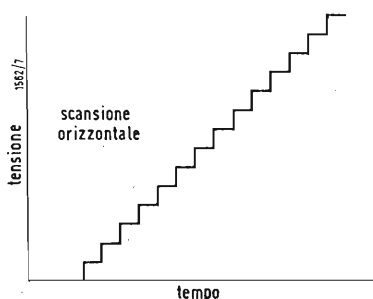



Fig. 4 - L'andamento del pennello elettronico sull'asse X è ottenuto con una tensione di deflessione che deve essere naturalmente a gradini in modo cioè da far deviare il pennello rapidamente da punto a punto dello schermo in corrispondenza del prelievo del « campione ».

ovvio, è possibile esclusivamente nel caso di fenomeni periodici.

2. - STORIA DELL'ANALISI DI SEGNALI « PER CAMPIONI »

La tecnica « per campioni » fu impiegata molto tempo prima della realizzazione degli oscilloscopi magnetici di Blondel del 1893 e del tubo a raggi catodici di Braun nel 1897. La Lenz nel 1849 e poi Janbert nel 1880 determinarono infatti la forma d'onda degli alternatori con questa tecnica. Un voltmetro elettrostatico fu infatti connesso all'uscita dell'alternatore ad un contatto azionato dalle rotazioni dell'asse dell'alternatore. La scansione veniva naturalmente realizzata muovendo manualmente la posizione del contatto.
Nel 1898 Callendar migliorò il sistema con l'impiego di un motore sincrono per azionare il commutatore con il quale la misura poteva venir eseguita a distanza. Nel 1904 Hospitalier realizzò uno strumento analogo ma più pratico e rapido che fu chiamato *Ondograph*. Nel 1950 Jannsen realizzò un oscilloscopio capace di analisi con banda passante di 35 MHz. Il sistema « per campione » impiegato era però imperfetto e dava buoni risultati solo con segnali ad alta velocità di ripetizione. Fu Mac Queen che realizzò il primo oscilloscopio « a campione » per il mercato degli strumenti nel 1952.
Questo strumento aveva la rispettabile gamma di lavoro di 300 MHz. Nel 1957 Sugarnam impiegando un diodo per microonde come interruttore del circuito di prelievo del campione raggiungeva i 600 MHz di banda.
Nello stesso anno Chaplin descrisse un oscilloscopio impegnante « transistori a valanga » per il circuito di generazione dei rapidissimi impulsi di comando della « porta ».
Il complesso di Chaplin completamente transistorizzato fu costruito con banda di 350 MHz come elemento aggiuntivo di un normale oscilloscopio.

Nel dopo guerra oscilloscopi a campione sono stati realizzati da Lumatron in USA e Mullard in Inghilterra. La banda più estesa finora realizzata è di 1 kMHz e la si deve a Goodall dei laboratori della Bell Telephone.

3. - LE CARATTERISTICHE DELL'OSCILLOSCOPIO 185-A 187-B

3.1. - Asse verticale (doppio canale)

— Larghezza di banda: superiore a 800 MHz per i 3 dB di attenuazione con meno di 0,45 mμsec di tempo di salita.
— « Overshoot » o « undeshoot »: inferiore al 5%.
— Sensibilità: campi di lavoro calibrati al ± 5% dai 10 ai 200 mV/cm; il controllo di sensibilità a verniero permette di apprezzare i 3 mV/cm e interpola tra gli scatti decadici di sensibilità.
— Calibratore di tensione: da 10 a 500 mV ± 3% di precisione.
Calibratore di tempi: generatore incorporato con due frequenze con forme d'onda smorzata da 50 a 500 MHz.
— Ingresso: realizzato con una testina (probe) per ogni canale.
— Rumore di fondo: inferiore a 2 mV picco-picco che si riducono a circa un terzo nella posizione di compensazione del rumore di fondo del commutatore di ingresso.
— Impedenza di ingresso 100 kΩ con 3 pF di capacità in parallelo.

3.2. - Asse orizzontale

— Velocità di scansione: da 0,1 mμsec a 100 mμsec/cm ± 5% del massimo di scansione.
— Scale tempi: 4 campi da 10, 20, 50, e 100 mμsec/cm con verniero tra gli scatti di scala.
— Espansione scala tempi: × 2, × 5, × 10, × 20, × 50, × 100 impiegabile con tutte le scale.
— Slittamento max per la scansione orizzontale inferiore a 0,05 mμsec picco-picco. Può venir ridotto nel rapporto di circa 3 a 1 nella posizione Smooth del commutatore di ingresso dell'asse verticale.
— Densità della campionatura: alta (circa 1000 campioni per traccia), media (200 campioni per traccia), bassa (circa 50 campioni per traccia).
— Comando manuale di scansione: mediante apposite commutazioni si può predisporre lo strumento in modo che sia possibile comandare con una manopola lo spostamento della traccia in senso orizzontale più o meno rapidamente a piacere; in tal modo è possibile

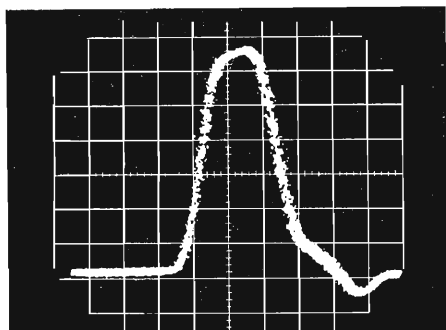



Fig. 5 - Questa foto si presenta come una assoluta novità. È infatti la riproduzione della traccia dell'oscilloscopio 185/187 A relativa ad un impulso di soli 2 nanosecondi (2 mμsec) di ampiezza. Solo con la tecnica di analisi « per campioni » si possono ottenere simili risultati.

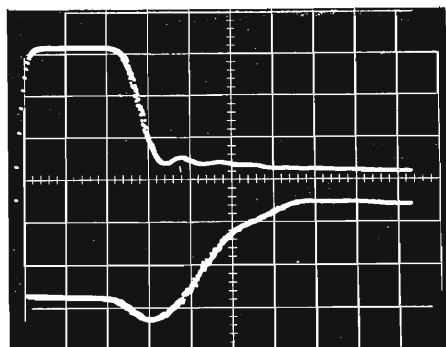



Fig. 6 - Rappresentazione in doppia traccia sullo schermo dell'oscilloscopio 185A. La traccia superiore è l'impulso applicato a un transistore mesa 2N1385. La traccia inferiore la risposta di commutazione del transistore. La scala dei tempi è di un millimicrosecondo per divisione.

comandare, mediante i collegamenti predisposti nello strumento, un apparato scrivente a penna con registrazione di asse *X* e *Y*.

— Ritardo minimo tra segnale e sincronismo: 120 mμsec.

— Campo di regolazione del ritardo tra segnale e sincronismo: dieci volte il valore della scala tempi prescelta meno il tempo di ritardo minimo.

Con questo comando è così possibile esplorare a piacere tutto l'andamento della forma d'onda in esame.

— Sincronismo esterno: ± 50 mV per i 20 nanosec ± 0,5 V per 1 nanosec e precedenza di 120 nanosec sul segnale in esame.

— Rapporto di ripetizione della campionatura: al max 100 kHz.

— Campo di frequenza del sincronismo esterno: dai 50 Hz ai 100 MHz.

— Impedenza di ingresso del sincronismo esterno: oltre 500 Ω con la testina di collegamento; 50 Ω all'ingresso prevista sul pannello frontale; accoppiamento capacitivo.

— Uscita impulsi di sincronismo:

a) ampiezza 2,5 V al minimo su 50 Ω, polarità positiva;

b) tempo di salita: inferiore a 1 o 0,5 mμsec;

c) ampiezza: superiore a 1 μsec;

d) sincronismo: circa 20 nanosecondi dall'inizio della traccia;

e) ricorrenza: un impulso per campionatura.

4. - DATI GENERALI

— Possibilità di operazione in unione ad un registratore a penna scrivente con comando manuale a scansione.

Sensibilità di esplorazione: da 0 a 12 V su 20.000 Ω di ingresso in corrispondenza del tubo da sinistra a destra sull'asse *Y*, da —1 a + 1 V su 10.000 Ω di ingresso per l'esplorazione di tutto il tubo dal basso all'alto.

— Controllo del pennello catodico: facilita la localizzazione dello « spot » sullo schermo del tubo.

— Tubo a raggi catodici: di tipo 5AQP da 5 pollici.

— Deflessione utile 10 × 10 cm.

— Alimentazione: 115-230 V ± 10%, 50-60 Hz, 250 W.

— Accessori forniti: Un *probe* di sincronizzazione 185A-21A. Due divisori di tensione (10 a 1), uno per ogni ingresso 187A-76A.

— Accessori disponibili: Adattatore a N: 187A-76B.

Divisore 10 a 1: 187-A76C.

Condensatore di blocco: 187A-76D.

Connettore a T da 50 Ω: 187A-76E.

Carico a 50 Ω: 908 A.

Linea di ritardo da 120 mμsec AC 16 V.

Attenuatore da 6 dB 185A-76A.

Unità di sincronismo che permette di ottenere il segnale di sincronismo per segnali di frequenza superiore ai 100 MHz.

Caratteristiche del divisore di tensione 187A-76A.

Attenuazione: 10 a 1 ± 5% nella banda passante del 187A.

— Impedenza di ingresso: 1 MΩ con 3 pF in parallelo.

— Effetto sul tempo di salita del 187A: trascurabile.

— Massima tensione applicabile 500 V.

5. - APPLICAZIONI DELLO STRUMENTO

— Analisi di impulsi dell'ordine dei nanosecondi.

— Analisi degli impulsi da circuiti a rapido tempo di commutazione.

— Controllo e manutenzione di apparati radar.

— Misura del tempo di transito di transistori e della velocità di blocco dei diodi.

— Misura del tempo di accesso e di utilizzazione di complessi di memoria.

— Comparazione di tempi dell'ordine dei nanosecondi.

— Analisi di forme d'onda di segnali ricorrenti dai 10 ai 1000 MHz con traccia di luminosità costante ed espansione della scansione orizzontale fino a 1 nanosecondo/cm.

6. - SCHEMA ELETTRICO

L'analisi oscilloscopica per campioni è ormai indispensabile per il campo delle UHF. Basti pensare al fatto che si ha un limite di frequenza dell'onda analizzata dovuta al tempo di transito del fascio di elettroni tra le placchette di deflessione. Se infatti la freqenza del segnale applicato fa sì che nel passaggio degli elettroni del pennello catodico tra le placchette si compia un periodo, evidentemente l'effetto di deflessione è nullo. Vi è quindi un punto di deflessione zero nel funzionamento dell'oscilloscopio che limita la banda di lavoro solo a qualche centinaio di megahertz. Con queste nuove tecniche alla analisi convenzionale con deflessione progressiva sull'asse *X* si sostituisce l'analisi con comando a coordinate. La deflessione orizzontale è infatti realizzata con una tensione a gradini.

Ciò premesso esaminiamo lo schema semplificato di fig. 2. Manteniamo le diciture in inglese perchè le diciture dello schema corrispondono in gran parte a quelle sul frontale dello strumento.

Come si vede il segnale può venir applicato (SIGNAL IN) a due distinti ingressi ad alta impedenza (100 kΩ) realizzati in *probe* che contengono il circuito porta relativo al prelievo dei « campioni » successivi di segnale.

Questi probe sono alimentati mediante cavo coassiale anche dai circuiti che inviano gli impulsi di comando di apertura della « porta » Si tratta ovviamente di impulsi molto raidi in quanto, quanto più ridotto è il tempo di apertura della porta e tanto maggiore è il limite superiore di definizione della nuova tecnica oscillografica.

È chiaro che nel tempuscolo di apertura la tensione prelevata non è che la media

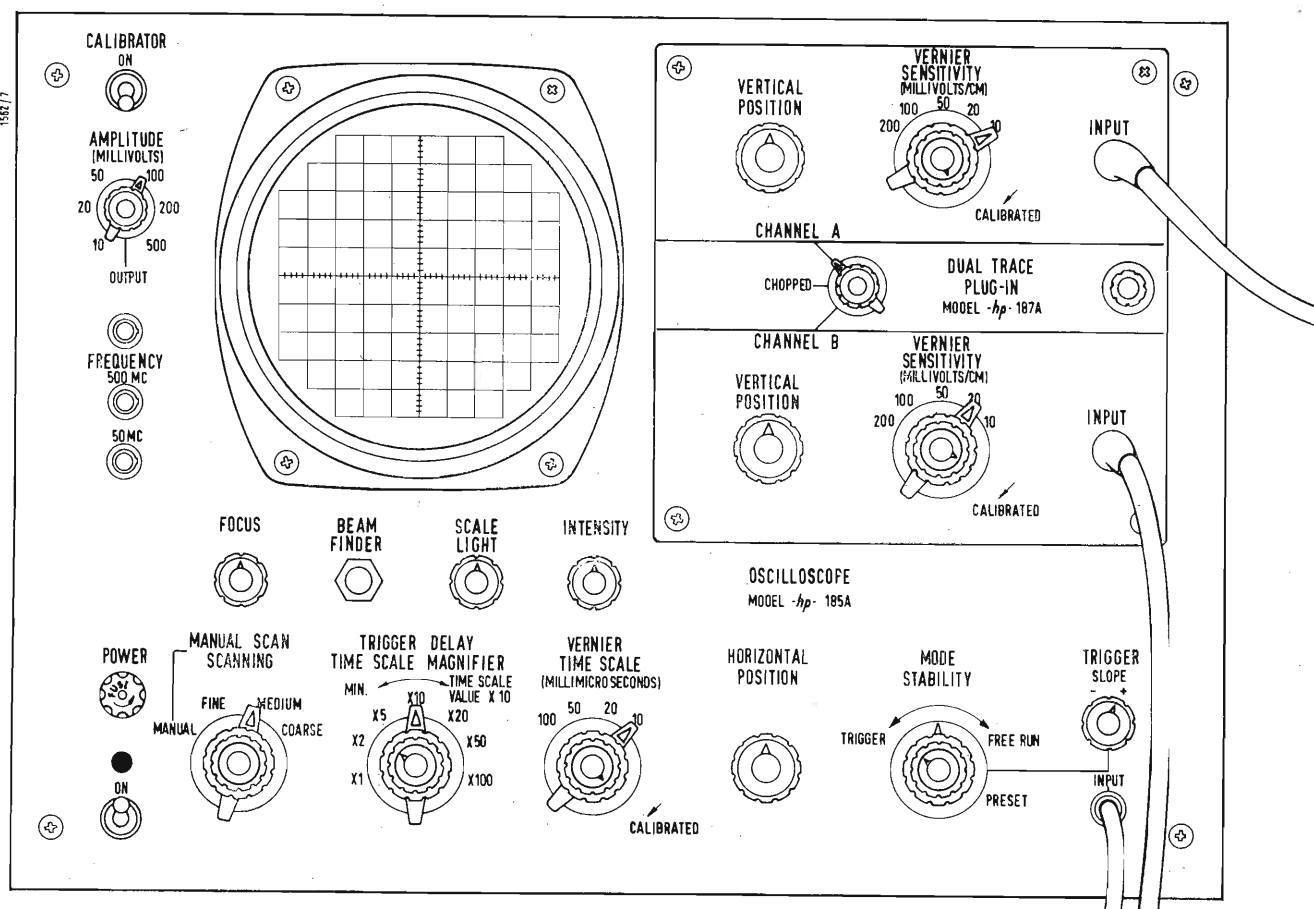



Fig. 7 - Vista frontale dei comandi dell'oscilloscopio 185A.

di quelle che si verificano in questo intervallo di tempo per quanto piccolo esso sia.

Ne viene quindi che la larghezza di banda dell'oscilloscopio dipende dalla durata dell'impulso di campionatura.

Gli impulsi comunque hanno una durata brevissima e per di più ne viene utilizzata solo la parte terminale al vertice il che riduce ancor più il tempo di lavoro. In pratica la « porta » si apre per una frazione di nanosecondo.

Il probe alimenta un comando di amplificazione accoppiato come controreazione all'amplificatore della tensione di campione. A questa unità è pure collegato oltre al comando Sensitivity il Response. Questo comando corregge il funzionamento della « porta » in modo che il condensatore di entrata si carica sempre al valore massimo in esame e non dà un valore inferiore dovuto al tempo di carica del condensatore di entrata. Ciò permette di tener conto di brusche variazioni di livello nel segnale.

Le due uscite relative ai due amplificatori vengono applicate ad un « chopper» che permette la visione dei due canali. Viene derivata anche un'uscita *A* e *B* verso l'eventuale tracciatore di curve per coordinate. Il chopper alimenta lo amplificatore verticale di tipo convenzionale che tramite le placchette orizzontali del tubo permette la visione. Il complesso comunque più importante è quello relativo alla generazione dei tempi per l'asse *X* (Time base circuits).

Esaminiamolo da vicino con lo schema semplificato a blocchi di fig. 3. I due segnali che vengono forniti all'oscilloscopio e cioè il segnale da analizzare e quello di sincronismo seguono due strade separate. Il primo va al probe come abbiamo già visto ed il secondo va allo ingresso dei sincronismi.

Sono previsti due distinti ingressi: su 50 Ω di cavo coassiale con un minimo di 50 mV di segnale e a mezzo di probe con circa 1000 Ω di impedenza di ingresso e circa mezzo volt di segnale per uno stabile sincronismo.

Questi segnali di sincronismo vengono amplificate da un amplificatore — separatore e passati ad un oscillatore bloccato di tipo convenzionale. Fino ad una frequenze massima di 100 kHz ad ogni impulso si ha una campionatura. Per frequenza superiori il circuito di guardia impedisce che si superi questa frequenza. Questo circuito di guardia che comanda quindi il prelievo dei segnali di sincronismo viene ad agire fino ai 100 MHz. Per frequenze superiori il trigger deve venir demoltiplicato in

rapporto 1 a 10. In tal modo l'oscilloscopio permette la visione di segnali di frequenza fino a 1000 MHz.
L'oscillatore bloccato di tipo convenzionale dà luogo ad una forma d'onda a denti di sega che viene inviata ad un cricuito a coincidenza in cui il segnale proveniente dal generatore di tensione a gradini viene confrontata con quella proveniente dal segnale del generatore a denti di sega. Ogni volta che si verifica la coincidenza dei due valori parte un impulso di sincronismo che va ad aprire la porta del probe. Le cose sono fatte funzionare in modo che gli impulsi di campionatura si sfalsano progressivamente nel tempo rispetto al segnale di sincronismo così come indicato in figura 4. Questo continuo sfalsarsi viene ottenuto semplicemente sovrapponendo della tensione continua progressivamente crescente al segnale di scansione a denti di sega.
Il succedersi dei « gradini » di tensione è provocato a catena dal comparatore che una volta effettuata la comparazione tra il dente di sega ed il gradino appena ricevuto dà l'avvio ad un impulso ripido per la « porta » e nello stesso tempo provoca la formazione di un altro gradino di tensione per l'asse *X*.
I comandi di questo complesso sono: il TIME SCALE che regola la pendenza del dente di sega generato dall'oscillatore bloccato. Si hanno così 4 scatti da 10-20-50-100 millimicrosecondi. Il comando MAGNIFIER regola la tensione continua di riferimento relativa al dente di sega in modo che è possibile realizzare un'espansione in rapporto 1 a 100. L'asse tempi più veloce arriva così ai 30 μsec/mc (30^{-12} sec/cm), vale a dire alla velocità della luce.
Il comando DELAY regola esso pure la tensione continua sommata all'asse tempi come dente di sega. È così possibile esplorare una porzione qualsiasi dell'asse tempi a disposizione comunque esso venga espanso.
Il comando SCANNING infine determina il numero di campionatura per scansione. Si possono così avere o 1000 o 200 o 50 campionature per scansione. Ciò è utilissimo per adattare lo strumento alle varie velocità di ripetizione degli impulsi da analizzare. Ad una bassa velocità di ripetizione deve infatti corrispondere un basso numero di campionature. Se infatti con una frequenza di 1000 Hz si conservassero ad esempio 1000 campionature per scansione la traccia impiegherebbe circa un secondo per venir percorsa. Con 50 campionature invece si hanno 50 tracce in un secondo.
Il comando SCANNING prevede anche una posizione MANUAL con il quale il movimento del pannello elettrico sull'asse *X* viene comandato normalmente. Ciò permette il tracciamento automatico delle curve e l'analisi anche del variare nel tempo della tensione di un punto lungo la forma d'onda in esame.
Il segnale di sincronismo viene inviato oltre che al generatore di coordinate (non si può più parlare di base tempi) anche ad un calibratore di ampiezza e tempo. Si ha un'uscita calibrata a 50 e 500 MHz oltre al segnale di sincronismo relativo. È previsto sia un interruttore per l'inserzione o meno del calibratore ed un regolatore di livello a scatti per 10-20-50-100-200-500 mV. Si può così controllare l'amplificazione dei due assi come è pure possibile controllare gli assi tempi come velocità di scansione con le due frequenze di 50 e 500 MHz (con precisione ± 1%).
Le due frequenze sono ottenute molto semplicemente a mezzo di un oscillatore bloccato di frequenza, evidentemente molto elevata, che fornisce dei picchi di tensione a due circuiti risonanti da 50 e 500 MHz.
È infatti possibile vedere nell'oscilloscopio il classico andamento ad onda smorzata delle due frequenze. La possibilità di alimentare uno dei probe con una delle frequenze a piacere permette così un accurata misura di frequenza dell'onda in esame. L'oscilloscopio è inoltre dotato dei seguenti comandi relativi all'emissione da parte del tubo oscillografico e cioè:
FOCUS = regolazione del fuoco.

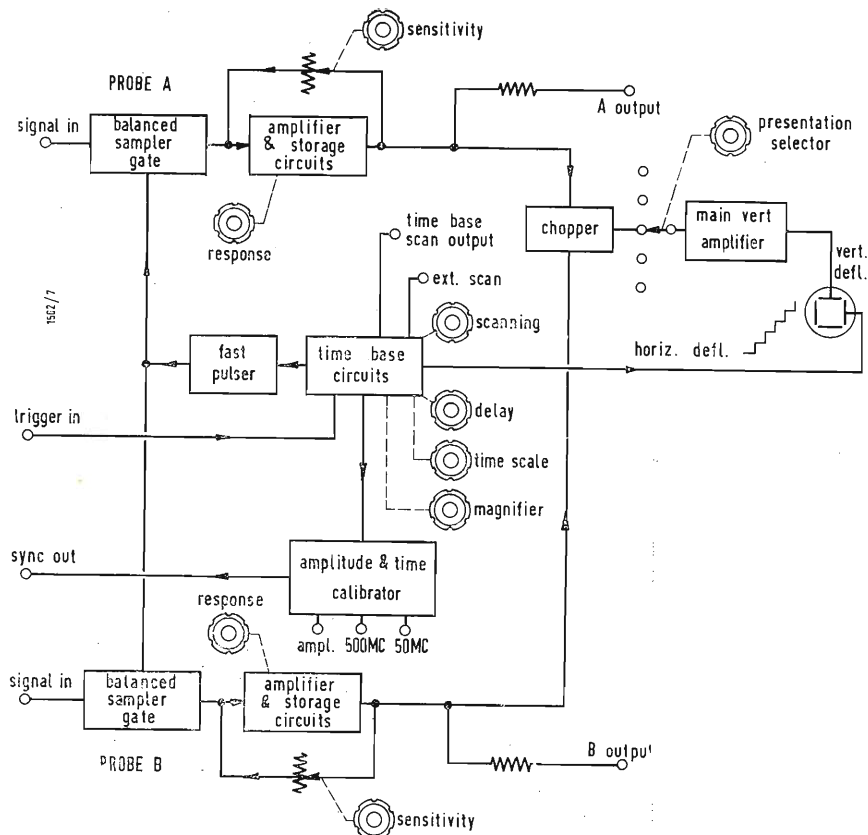



Fig. 8 - Schema semplificato a blocchi dell'oscilloscopio 185A.

Fig. 9 - Schema semplificato a blocchi del circuito base per la generazione dei tempi.

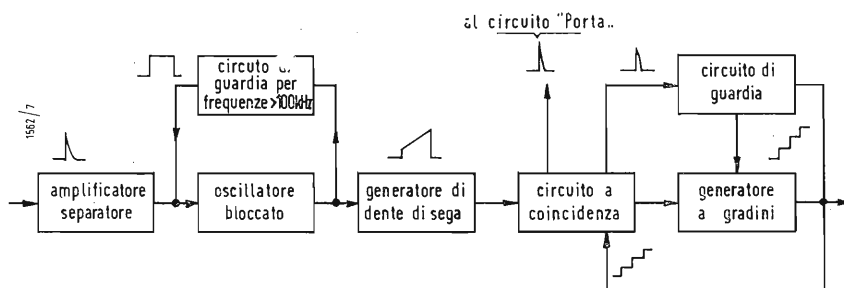



Fig. 10 - Schema del progressivo sfasamento tra impulsi di sincronismo e gl'impulsi di campionatura.

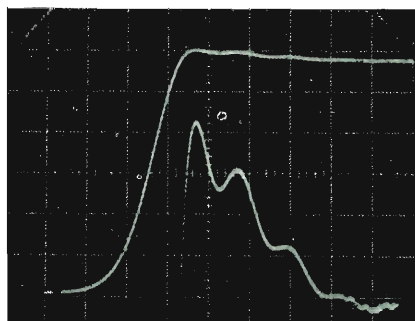
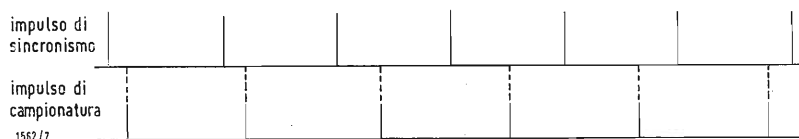



Fig. 11 - L'oscilloscopio 185A possiede una insolita capacità di sopportare i sovraccarichi. La traccia inferiore è identica alla superiore, salvo una amplificazione venti volte superiore.

INTENSITY = Intensità di luminosità della traccia.

SCALE LIGHT = Regolazione della luminosità del reticolo trasparente di cui è munito il tubo.

BEAM FINDER = Tasto a pressione che permette, riducendo l'amplificazione di asse X ed Y, di vedere subito la posizione dello *spot* luminoso senza che si debba procedere per tentativi per riportarlo entro i limiti dello schermo del tubo.

I sincronismi sono dotati di un doppio comando concentrico. Il primo denominato MODE (evidentemente MODE OF OPERATION) regola la sensibilità al TRIGGER dal FREE RUN ad un massimo (TRIGGER). Il FREE RUN corrisponde ad una frequenza di ripetizione libera del l'asse orizzontale di 100 kHz.

L'altro controllo STABILITY regola il funzionamento dei circuiti di guardia che limitano a 100 kHz i segnali di sincronismo in arrivo. Un altro comando permette di agganciare come sincronismo il lato positivo a quello negativo dell'impulso relativo.

Il commutatore relativo all'asse y permette il funzionamento del solo canale A, del solo canale B (che fanno capo ai relativi *probe*) e di entrambi.

7. - MODALITA' DI COLLEGAMENTO DEI SINCRONISMI

Un oscilloscopio a campionamento richiede, come si è già detto, una sincronizzazione esterna a parte, non fosse che per il fatto che i segnali applicabili allo strumento sono due.

Occorre però che il segnale di sincronismo pervenga allo strumento con un certo anticipo sul segnale in modo da poter preparare i circuiti di scansione così da accogliere opportunamente il segnale. Se il sincronismo viene direttamente prelevato dal segnale occorre introdurre sul percorso di quest'ultimo una linea di ritardo di 120 millimicrosecondi. Questa linea di ritardo viene fornita a parte come accessorio (AC-16 V) della *-hp-*. Si tratta di una specie di piano base con delle sedi per disporvi sopra l'oscilloscopio, con due attacchi per cavo coassiale dal lato frontale.

8. - PREGI E DIFETTI DELLO OSCILLOSCOPIO PER CAMPIONI

L'analisi per campioni richiede che il segnale da analizzare sia ricorrente. Si hanno inoltre delle limitazioni per l'analisi delle frequenze più basse sotto il kHz.

D'altra parte questo strumento è adatto prevalentemente all'analisi delle forme d'onda di frequenza dell'ordine di 1 kMHz.

Per concludere possiamo dire che l'oscilloscopio ha queste basilari limitazioni:

1°) Il segnale deve essere ricorrente. Però non occorre che sia periodico.

2°) La velocità di ripetizione è ridotta da un fattore uguale al numero di punti per scansione. Per velocità di ripetizione sopra circa 1 kHz ciò non dà alcun fastidio.

In cambio di queste limitazioni l'oscilloscopio offre i seguenti vantaggi:

1°) Può rappresentare segnali il cui spettro si estende fino alla regione dei kMHz

2°) Ottiene questa larghezza di banda a sensibilità di pochi mV/cm.

3°) Dà una traccia a piena luminosità anche per segnali di bassa ripetizione, e per fronti d'onda molto ripidi.

4°) Permette la presentazione a doppia traccia.

5°) Permette l'ingresso ad alta imprdenza.

6°) Permette registrazione automatica di segnali usando registratore X-Y. Si può registrare ogni canale in funzione del tempo o un canale in funzione dello altro.

7°) Fornisce una replica del segnale di ingresso trasformato nel tempo, così da rendere possibili analisi armoniche.

8°) Ed infine giachè il punto luminoso può essere portato ad ogni predeterminata posizione sull'impulso, l'oscilloscopio «*sampling*» può essere uato come componente di equipaggiamento automatici di prova. Se la scansione è fermata in una posizione, ciò che può essere fatto o manualmente o con una tensione esterna applicata all'ingresso posteriore, si ottiene una tensione continua in uscita proporzionale all'ampiezza dell'impulso in quell'istante.

È nostra opinione che l'oscilloscopio qui descritto rappresenti di più che soltanto un oscilloscopio. È un nuovo mezzo rivoluzionario per tutti i lavori nel campo degli impulsi rapidi, un mezzo che ognuno desidererà avere a propria disposizione ed imparare ad usare.

A.

A bordo del piroscafo Oriana che ha compiuto il viaggio inaugurale tra Southampton e l'Australia la MARCONI'S WIR. TEL. Co. ha installato un completo e modernissimo impianto di televisione a circuito chiuso. Ecco la cabina di controllo.

Ricerca scientifica e istruzione delle maestranze fondamento dell'automazione

Nei giorni dal 22 al 27 novembre u.s., ha avuto luogo a Milano, nel Padiglione della S.A.E.N., compreso nel recinto della Fiera di Milano, il 5° Convegno-Mostra della automazione e strumentazione, sotto il patronato del Consiglio Nazionale delle Ricerche.
Il Convegno è stato organizzato dalla Federazione delle Società scientifiche e tecniche di Milano e la Mostra dalla Rivista « Automazione e strumentazione ».
Il Comitato organizzativo del Convegno era composto come segue. Presidente: Dott. Luigi Morandi, Presidente della Federazione delle Società scientifiche e tecniche di Milano. Componenti: Prof. Dott. Piero Caldirola, Presidente della Società lombarda della Società italiana di fisica; Prof. Ing. Felice De Carli, Presidente dell'Associazione italiana di metallurgia; Dott. Mario Fasciano. Presidente della Sezione di Milano dell'Associazione meccanica italiana; Dott. Ing. Leonardo Maggi, Presidente della Sezione di Milano dell'Associazione elettrotecnica italiana; Dott. Luigi Morandi, Presidente della Sezione lombarda della Società chimica italiana; Dott. Ing. Bruno Pontremoli, Presidente della Sezione lombarda dalla Associazione termotecnica italiana. Prof. Dott. Antonio Todisco, Presidente della Sezione lombarda dell'Associazione nazionale italiana per l'automazione.
I Segretari del Convegno erano il Dott. Giovanni Lo Pinto e il Dott. Luigi Satta, Segretari della Federazione delle Società scientifiche e tecniche di Milano.
Coordinatori scientifici erano il Prof. Ing. Gino Bozza, Presidente generale della Associazione termotecnica italiana e il Prof. Ing. Carlo Costadoni. Incaricato di servomeccanismi ed elettronica industriale presso il Politecnico di Milano.
I lavori del Convegno erano articolati sui seguenti temi: Teoria dell'automazione (relatore Dott. Sergio Barabaschi); Fisica nucleare (relatore Dott. Ing. Vincenzo Gervasio); Elettrotecnica (relatore Dott. Ing. Antonio Tescari); Termotecnica (relatore Dott. Ing. Bruno Chierego)· Chimica (relatore Dott. Ing. Guido Greco); Metallurgia (relatore Dott. Ing. Bartolomeo Macor); Automazione negli uffici (relatore Dott. Ing. Ottorino Beltrami); Meccanica (relatore Dott. Ing. Ernesto Zollinger).
Al termine del Convegno, la SORIN ha organizzato un Simposio sulle applicazioni industriali dei radioisotopi che ha avuto per oggetto i seguenti temi: Misure di livello, densità, spessore; Gammagrafia industriale; Applicazioni di traccianti radioattivi; Aspetti economici dell'utilizzazione industriale dei radioisotopi. (*i.s.*)

Dichiarazioni del Prof. G. Polvani sulla ricerca scientifica al Convegno dell'automazione

Il Presidente del Consiglio Nazionale delle Ricerche, Prof. Giovanni Polvani, è intervenuto la mattina del 24 novembre u.s., ai lavori del 5° Convegno Mostra della Automazione e Strumentazione che hanno avuto luogo, sotto il patronato del C.N.R., a Milano dal 22 al 27 novembre 1960.
Il Presidente del Comitato organizzativo del Convegno, Dott. Luigi Morandi, ha presentato ai Congressisti presenti il Prof. Polvani e dopo averlo ringraziato del suo intervento, ha formulato delle dichiarazioni sulle finalità del Convegno, sui fattori che è necessario sviluppare in Italia per avere una completa valorizzazione dell'automazione sia negli strumenti sia negli uomini ed infine sulle necessità della ricerca scientifica, affermando al riguardo che « Un Paese può progredire se la ricerca tecnica e scientifica è veramente funzionale ».
Successivamente il Prof. Polvani ha preso la parola per ringraziare il Dott. Morandi e porgere il saluto suo e del C.N.R. ai partecipanti ai lavori del Convegno, esprimendo loro l'augurio per il miglior successo del Convegno stesso.
Quanto all'automazione, il Prof. Polvani ha affermato che essa costituisce oggi una delle grosse attività di ricerca e di applicazione che dominano la vita di un Paese, in quantochè i vantaggi che l'applicazione estensiva e intensiva dell'automazione può dare sono grandissimi. Ha ricordato che il Consiglio Nazionale delle Ricerche è stato uno dei primi interpreti di questa modernissima manifestazione tecnica e scientifica, organizzando fra l'altro, alcuni anni fa, proprio in Milano, il primo Congresso internazionale sui problemi dell'automazione. Oggi, il C.N.R. ritiene di dover porre l'automazione tra le attività di primo piano cui dedicare, nell'ambito delle sue possibilità, ogni interessamento.
Il Prof. Polvani ha colto l'occasione del suo intervento per formulare alcune dichiarazioni sulla ricerca scientifica in generale. Egli ha esplicitamente dichiarato che il progresso di un Paese è essenzialmente legato a quello della ricerca scientifica, e che, pertanto, se un Paese non organizza le sue attività, anzi — si può dire di più — se non le concepisce, le pensa, le attua in termini di ricerca scientifica, esso rischia di andare in fondo, dopo tutti gli altri, nella competizione internazionale. E pertanto una delle cose più importanti che un Paese deve pensare di attuare su larga e profonda scala è la ricerca collegata alle attività industriali. A tal proposito il Prof. Polvani, illustrando i programmi del C.N.R., ha ricordato l'esistenza ed i progressi già realizzati dalla Commissione per la ricerca industriale del C.N.R., presieduta dal Dott. Luigi Morandi, rivolta soprattutto ad assistere in questo settore la media e la piccola industria ed ha affermato che sarà compito gra-

dito del C.N.R. cercare non solo di dare a tutti coloro che nel settore industriale ne abbiano la necessità l'indicazione di enti, mezzi e persone che siano in grado di compiere le ricerche che a loro occorrono, ma addirittura di concorrere anche alle spese che le ricerche stesse comportano.
Il Prof. Polvani — concludendo il suo intervento — ha infine chiesto la solidarietà di tutti gli italiani al raggiungimento di un obiettivo ormai improcrastinabile: dare al Paese i mezzi perchè la ricerca scientifica sia portata a quell'alto livello che esso giustamente attende per il suo ulteriore e necessario sviluppo e progresso.

(i. s.)

Una scoperta della General Electric contribuisce a fare luce sul fenomeno elettronico del «tunneling» e superconduttività

Le piccolissime dimensioni del dispositivo che potrebbe essere realizzato traendo vantaggio dalle recenti scoperte sulla superconduttività e sull'effetto del tunneling possono essere osservate su questa foto. Due piccolissime striscie metalliche sono disposte su una lastrina di vetro. La parte operante è solo l'incrocio.

Una scoperta che dà adito a nuovi concetti scientifici e che può rendere attuabile una nuova gamma di dispositivi elettronici è stata annunciata dalla General Electric Company (USA). Un fenomeno elettronico chiamato *tunneling* che in precedenza era risultato utile nella preparazione di materiali semiconduttori, è stato osservato per la prima volta con dispositivi aventi configurazione più semplice. Questi dispositivi consistono in due sottilissime lamiere metalliche separate tra loro da un sottile strato isolante, con uno o entrambi i lamierini in stato di superconduttività, cioè che non offrono alcuna resistenza al passaggio di una corrente elettronica.
Secondo l'opinione del Dr. Guy Suits, Vice-presidente e Direttore del Settore Ricerche della General Electric, la scoperta fatta da Ivar Giaever del Laboratorio Ricerche della G.E. è recentissima e quindi le sue conseguenze non sono ancora del tutto determinate. « Tuttavia — dice — essa aggiunge già qualcosa alla conoscenza fondamentale del fenomeno del *tunneling* e della superconduttività, e potrebbe rendere attuabili innovazioni nella costruzione di componenti elettronici aventi le caratteristiche di grande versatilità e dimensioni piccolissime. Per esempio, potrebbe essere possibile realizzare un semplice dispositivo, basato su un sistema completamente nuovo, che servirebbe come interruttore, diodo, diodo a resistenza negativa, triodo, resistore o condensatore.
Il *tunneling* elettronico è stato oggetto di studio in relazione al diodo semiconduttore. Tuttavia, il *tunneling* si verifica non solo nei semiconduttori ma anche in altri materiali. Nel caso specifico scoperto da Giaever, il *tunneling* si verifica attraverso una semplice barriera costituita da un sottile strato isolante, anzichè attraverso la regione di «esaurimento» di carica di un semiconduttore, come nel caso di diodo tunnel. Il fenomeno del *tunneling* di elettroni attraverso due sottili strati isolanti può essere capito pensando agli elettroni carichi di elettricità non in quanto particelle ma in quanto onde. Allorchè queste onde urtano una barriera (come nel caso di un isolante) quasi tutte vengono respinte indietro. Esiste tuttavia una probabilità che una piccola parte di onde passi attraverso la barriera, se questa è sufficientemente sottile. Se un conduttore è presente dall'altra parte, la presenza di queste onde che anzichè tornare indietro penetrano attraverso la barriera (effetto *tunneling*) possono essere riconosciute sotto forma di corrente. Nonostante la scarsa probabilità che esiste per le onde di « penetrare » anzichè venire respinte, il numero di queste onde « penetranti » (*tunneling*) è così elevato che può verificarsi un notevole passaggio di corrente dovuto a questo fenomeno.
Perchè il *tunneling* sia notevole, devono esistere talune particolari condizioni. Se due lamiere metalliche vengono separate da un buon isolante, esse formano un condensatore. La corrente non passa attraverso l'isolante, anche se ha uno spessore limitato a un millesimo di centimetro. Tuttavia, se l'isolante è ancora più sottile, avente cioè uno spessore di un'infinitesima parte di centimetro, la probabilità che gli elettroni oltrepassino la barriera diviene sufficiente per creare un passaggio di corrente. Con tensioni relativamente basse la corrente che viene indotta dal *tunneling* è proporzionale alla tensione, proprio come se l'isolante fosse un comune elemento di resistenza. In breve, più grande è la tensione, maggiore è la corrente.

Giaever regola un dispositivo che sfrutta il « tunneling ». Sullo sfondo lo strumento registratore traccia la curva corrente-tensione. Si noti il tratto a pendenza negativa.

Sperimentando il *tunneling* attraverso una lamiera isolante ultra-sottile, Giaever riscontrò un effetto inatteso allorchè la lamiera conduttrice era costituita da un superconduttore. Anzichè ottenere un grafico a linea retta indicante che la corrente aumentava proporzionalmente all'aumento della tensione, il grafico indicava una curva a *S* dimostrante che veniva prodotto un effetto simile a quello riscontrato nel diodo tunnel. Giaever in base a tale traccia, scoperse che una zona di «resistenza negativa » — in cui la corrente diminuisce con l'aumento della tensione — si verificava se entrambe le lamiere metalliche erano costituite da superconduttori. Questo fenomeno deriva dal fatto che taluni livelli di energia (potenza) in un superconduttore sono « proibiti » agli elettroni. Qualunque elettrone in una lamiera metallica avente energie uguali a quelle « proibite » dell'altra lamiera metallica non può penetrare attraverso la interposta barriera isolante. Di conseguenza queste « interruzioni » dovute a energia « proibita » nei superconduttori hanno una profonda influenza sulle correnti che si ottengono per l'effetto del tunneling e da ciò derivò il grafico indicante lo strano comportamento scoperto da Giaever. Simili zone di « resistenza negativa » furono in precedenza osservare nei diodi tunnel.

La scoperta di questo fenomeno ha importanti conseguenze per quanto si riferisce alle teorie sulla superconduttività e sul *tunneling*. Dal punto di vista pratico, la scoperta può acquisire grande importanza se sarà possibile realizzare un nuovo tipo di dispositivi unici nel loro genere perchè incredibilmente minuscoli e versatili. Gli esperimenti di Giaever furono fatti con lamierine in alluminio, zinco, stagno e indium; tutte divennero dei superconduttori a temperature vicine a quelle dello elio liquido. Uno svariato numero di altri metalli si suppone presentino uguale effetto. In quasi tutti gli esperimenti, l'isolante usato era ossido d'alluminio, sebbene Giaver avesse anche osservato l'effetto *tunneling* anche usando ossido di nickel, di tantalio e di niobio.
Uno dei principali vantaggi derivanti da un dispositivo che utilizzi il fenomeno scoperto da Giaever è costituito dalla possibilità di cambiare le caratteristihe del dispositivo a mezzo del campo magnetico. Questo si può ottenere in base ad una ben nota proprietà dei superconduttori: essi possono essere portati al loro stato normale, cioè di non-superconduttori sottoponendoli ad un campo magnetico sufficientemente forte. Ne consegue che variando la potenza del campo magnetico, una o tutte e due le lamiere dei superconduttori possono essere riportate allo stato di non-superconduttività, con conseguente cambiamento delle caratteristiche nel flusso di corrente dal dispositivo. Di qui la versatilità del dispositivo stesso che potrebbe fungere da interruttore, da diodo, da diodo a resistenza negativa, da triodo, da resistore o condensatore.
Altri vantaggi potenziali, basati sull'effetto scoperto, sarebbero: le dimensioni estremamente piccole del dispositivo, le scarse esigenze di energia c l'economicità nella fabbricazione. Poichè i dispositivi sarebbero realizzati depositando strati di metallo e di isolante su un adatto sottostrato, potrebbe essere possibile riunire in un solo dispositivo ciruiti complessi che comportano un centinaio di componenti. Da ciò deriverebbe una notevole riduzione nel costo, rispetto ai sistemi attuali di fabbricazionc e montaggio di circuiti complessi, e renderebbe possibile anche una riduzione delle dimensioni. La perdita di potenza estremamente bassa, — e con generazione di poco calore — rende possibile la riunione di elementi piccolissimi, con densità assai superiore a quella ora possibile con gli attuali semiconduttori.
Sarà necessario condurre studi e ricerche per poter realizzare dispositivi basati sul nuovo concetto sopradescritto. Inoltre, la necessità di temperature criogeniche per i componenti potrebbe costituire un problema, ma per molti usi si prevede che esso non sia grave. Piccoli refrigeratori per elio liquido sono disponibili sul mercato e la scarsa perdita di potenza consentita dai nuovi dispositivi potrà rendere le esigenze relative al raffreddamento meno critiche rispetto a quello necessarie per i grandi insiemi di componenti attualmente realizzabili. In generale è noto che la tecnologia criogenica sta compiendo grandi passi avanti e sta perfezionandosi continuamente.
La scoperta degli effetti sopradescritti, precedentemente insospettati, apporta un notcvole contributo alla conoscenza scientifica fondamentale sia della superconduttività che del *tunneling*. Uno dei problemi basilari della supercondittività è: perchè alcuni materiali sono superconduttori ed altri non lo sono. Gli esperimenti di Giaever, rappresentano un apporto di dati che potrebbe essere assai utile alla soluzione di questo problema. Inoltre, i fisici ritengono necessario sviluppare ulteriormente la teoria del tunneling degli elettroni, cioè andare oltre all'attuale stato di conoscenza, (sufficiente a spiegare i diodi tunnel) al fine di poter trovare una complera spiegazione relativa a questi nuovi risultati. (*ipra*)

Un ponte Wheatstone a commutatori rotanti

Ai laboratori delle industrie chimiche, agli Istituti di Chimica-Fisica delle Università risulterà particolarmente interessante per utilità e prezzo un ponte di Wheatstone a commutatori rotanti, con galvanometro incorporato di fabbricazione della GEBR. RUHSTRAT di Goettingen.
Trattasi di uno strumento assai pregevole, adatto per misure, a grande precisione, di resistenza da 0,1 Ω a 10 MΩ, contenente le resistenze dei rami del ponte in suddivisione decadica, la resistenza di paragone, due pulsanti per il tasteggio della batteria e del galvanometro, i morsetti per l'allacciamento alla batteria, alla resistenza incognita e ad un eventuale galvanometro (qualora si richiedesse una sensibilità maggiore di quella consentita dal galvanometro incorporato), ed infine il relativo interruttore di commutazione. Le decadi di confronto del ponte sono: $10 \times (1 + 10 + 100 + 1000 — 10.000)$ Ω.
Il fattore di moltiplicazione è 1000 - 100 - 10 - 1 - 0,1 - 0,01.
Con il galvanometro incorporato, che ha una sensibilità di $6,8 \times 10^{-7}$ A/suddivisione, c con una tensione della batteria di 4 V, una resistenza di 200 Ω circa può venir misurata con una precisione di $\pm$ 0,1%. La medesima precisione rimarrà per valori superiori, impiegando una batteria di 30 ed anche 100 V, ed un galvanometro a specchio a raggio luminoso separato, pure di fabbricazione RUHSTRAT, dalla costante amperometrica di $7,6 \times 10^{-8}$ A/mm e dalla costante voltmetrica di 8×10^{-5} V/mm. Questi valori si riferiscono ad una distanza della scala di lettura del galvanometro di 250 mm. (*s.s.b.*)

Selettore di canali VHF Philips a bobine stampate modello PK 95233*

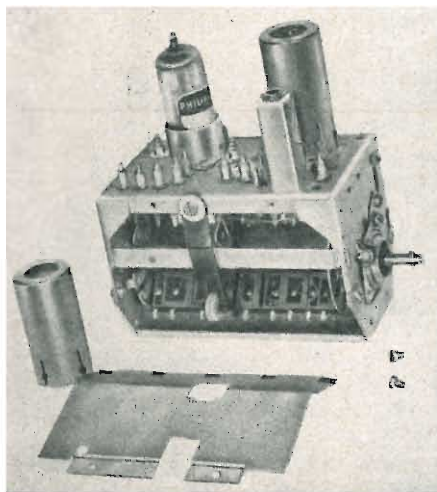



Fig. 1 - Selettore di canali a bobine stampate PK 95233.

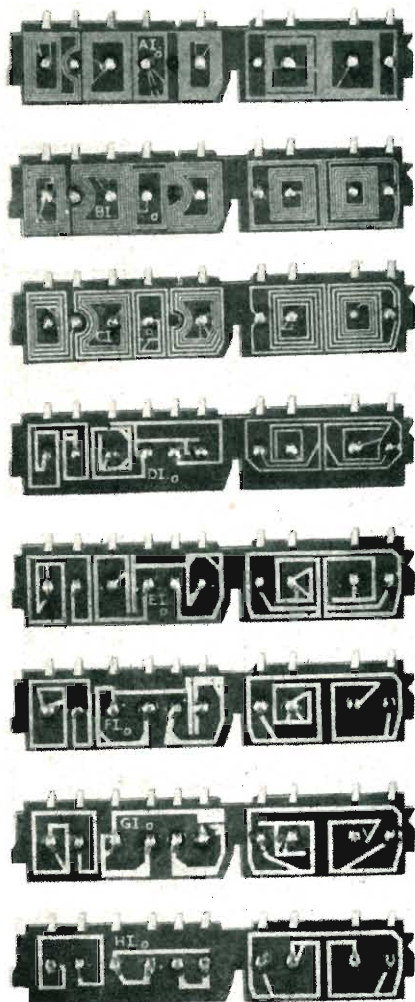



Fig. 5 - Bobine stampate per gli otto canali italiani.

Il selettore di canali PK95233 del tipo a tamburo è provvisto di bobine stampate ed è destinato alla ricezione dei programmi televisivi nelle bande I e III (VHF). In fig. 5 sono rappresentate le bobine stampate. Il selettore ha 12 posizioni di cui 8 occupate per i canali italiani (A ..... H) e 4 di riserva.

La sintonia fine è ottenuta con il condensatore ceramico variabile (C_{23}).

1. - CIRCUITO

Il selettore è equipaggiato con il doppio triodo PCC88 a basso fruscio in un circuito cascode e con il triodo-pentodo PCF80 oscillatore-convertitore. In figura 2 è indicato lo schema elettrico.

Il trasformatore di adattamento tra l'ingresso bilanciato del selettore (300 Ω) ed il circuito d'ingresso della valvola ha un nucleo in « Ferroxplana » onde consentire un più elevato rapporto di reiezione dei segnali sbilanciati indesiderati ed un più basso livello di fruscio. La simmetrizzazione del circuito di ingresso rispetto massa è realizzata per mezzo di un circuito a ponte, ottenuto inserendo i condensatori C_8 e C_7, i quali tra l'altro, neutralizzano la reazione anodica.

In questo selettore le induttanze di accordo dei vari canali sono formate da una parte *fissa* sullo chassis del selettore collegata in serie alla parte *variabile* da canale a canale realizzata su circuito stampato, e disposta sul rotore. Per i canali della banda *I* l'induttanza di quest'ultima ha un valore piuttosto elevato, mentre per quelli della banda *III* ha un valore più basso. Le varie piastrine, fra di loro intercambiabili portano, stampate, le bobine del circuito *RF* e dell'oscillatore relative ai vari canali. Le induttanze fisse sono normali bobine a filo, regolabili per mezzo di nuclei di ottone. In questo selettore, data la grande costanza delle bobine stampate, anzichè tarare le singole bobine di ciascun canale, si effettua la taratura solo per le due bande. Per far ciò sono disponibili due possibilità di regolazione, e cioè il nucleo della bobina fissa in serie montata sullo chassis ed il compensatore in parallelo. Il compensatore viene regolato per un'ottima ricezione del canale *C*, il nucleo per la ricezione del canale *H*. Tra il circuito d'uscita FI del selettore (L_{12}) e il circuito d'ingresso FI del ricevitore (L'_{12}) l'accoppiamento è capacitivo per corrente (figura 3). La capacità di accoppiamento è formata da quella del cavo di collegamento all'amplificatore FI e da quella del condensatore aggiuntivo montato ai terminali d'uscita del selettore. La capacità totale richiesta dipende ovviamente dal coefficiente di accoppiamento desiderato. Per avere una curva piatta della banda passante del primo filtro di FI essa deve essere di 68 pF, per una larghezza di banda di circa 6 MHz a 3 dB. È stato scelto questo tipo di accoppiamento per ridurre al minimo l'irradiazione del selettore, dato che con altri sistemi risulta oltre modo difficile o addirittura impossibile rispettare le norme severe circa l'irradiazione vigenti in molti paesi. Il condensatore di accoppiamento disposto sui terminali di uscita forma un cortocircuito per le armoniche dell'oscillatore presenti nel segnale; si deve fare attenzione che esso sia montato più vicino possibile al telaio del selettore in modo da non formare un circuito risonante, che potrebbe fare da antenna.

La tensione di alimentazione dell'oscillatore proviene da una cinnessione separata ed è più bassa di quella dello stadio « cascode », per cui risulta più costante e più filtrata.

2. - DATI TECNICI

Valvole:

PCC88, doppio triodo con griglia a quadro, amplificatore RF in un circuito « cascode ».

PCF80, triodo-pentodo convertitore.

Dati di funzionamento:

Cascode e stadio convertitore: V_b = 180 V; $I_a \simeq$ 23 mA con V_{CRG} = 0 V; $I_a \simeq$ 5,5 mA con V_{CAG} = — 5 V (PCC 88 all'interdizione).

Stadio oscillatore: V_b = 140 V; $I_a \simeq$ 8,5 mA.

Tensione di accensione: $V_f \simeq$ 15,3 V.

Corrente di accensione: I_f = 300 mA.

I filamenti delle valvole del selettore vanno conclusi nella catena dei filamenti delle valvole del ricevitore in modo che il punto f_2 sia elettricamente più vicino al telaio di f_1. Per evitare modulazione da ronzio, la tensione alternata tra f_2 e telaio non deve superare i 40 V_{eff}

Tutte le misure e i dati sono riferiti alle tensioni di funzionamento sopra indicate. Per misurare il guadagno e la cifra di fruscio l'ingresso del CAG deve essere corto-circuitato (V_{CAG} = 0 V).

La larghezza di banda RF e le cirve totali sono misurate e regolate per V_{CAG} = — 1,6 V.

Media frequenza:

Portante video 45,9 MHz.

Portante audio 40,4 MHz.

La frequenza dell'oscillatore è superiore a quella del canale ricevuto.

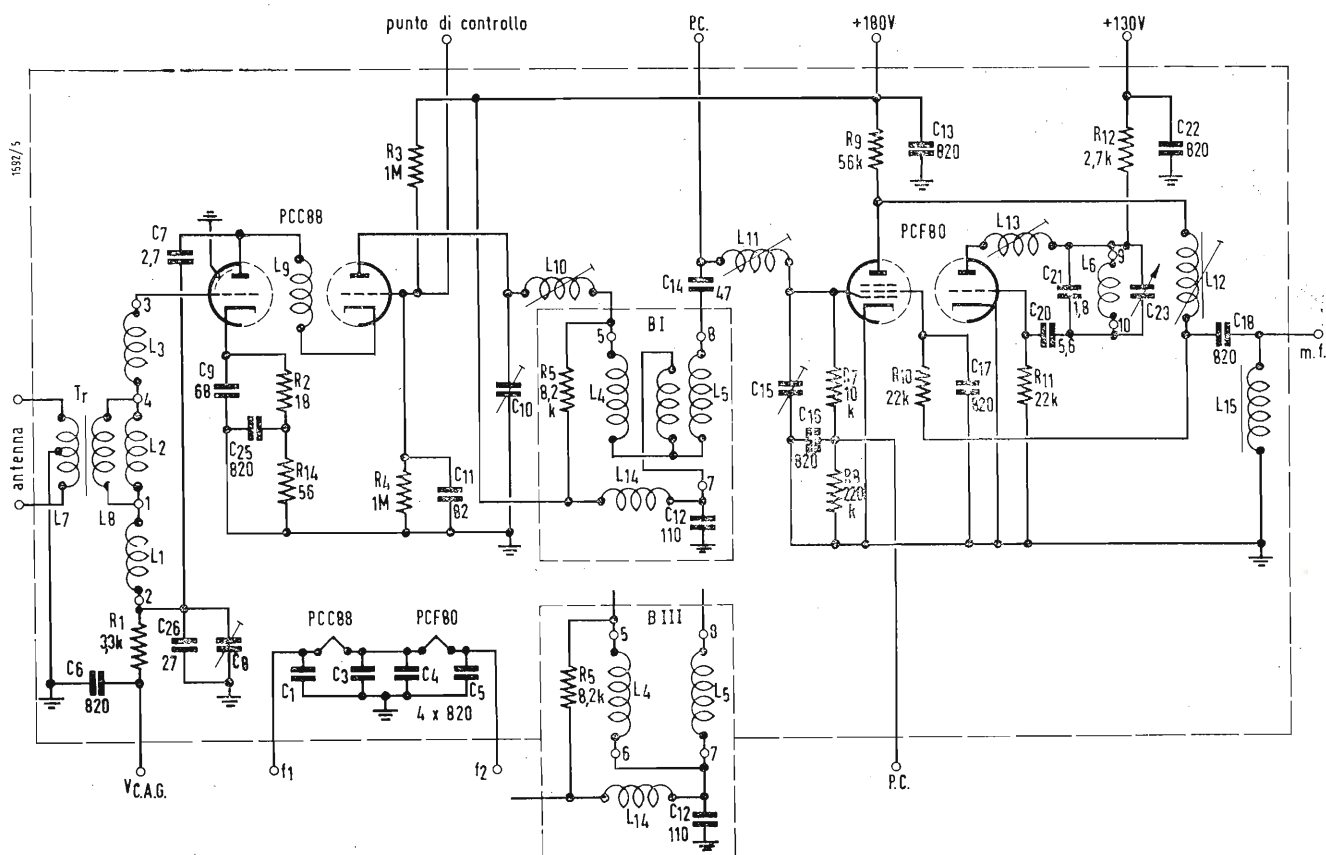



Fig. 2 - Schema elettrico del selettore di canali VHF a bobine stampate, mod. PK 95233 della PHILIPS.

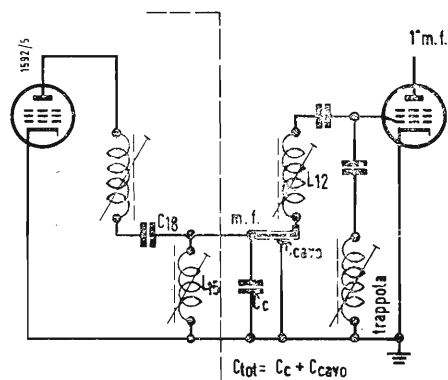



Fig. 3 - Circuito di accoppiamento tra uscita del selettore e ingresso dell'amplificatore di FI.

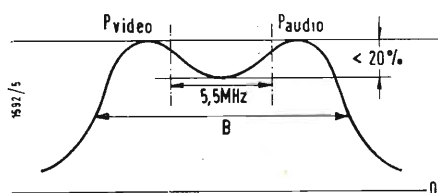



Fig. 4 - Curva di risposta di RF.

Larghezza di banda RF.
Banda I B = 8 MHz a 3 dB;
Banda III B = 10 MHz a 3 dB.
La larghezza di banda RF viene misurata sul punto « P.C. » nel circuito di griglia della convertitr,ce mentre lo oscillatore è in funzione $V_{CAG} = -1{,}6$ V (fig. 4).

Guadagno.
40 x, calcolato come rapporto tra la f.e.m. presente ai morsetti di antenna e quella sulla griglia del primo stadio di FI (Secondario del filtro passa banda di FI smorzato con 8,2 kΩ, larghezza di banda 6 MHz a 3 dB),

Impedenza d'ingresso d'antenna.
R_{ant} = 300 Ω (simmetrica).

Cifra di fruscio:
banda I F = 3,2 kT_o.
banda III F = 5 kT_o.

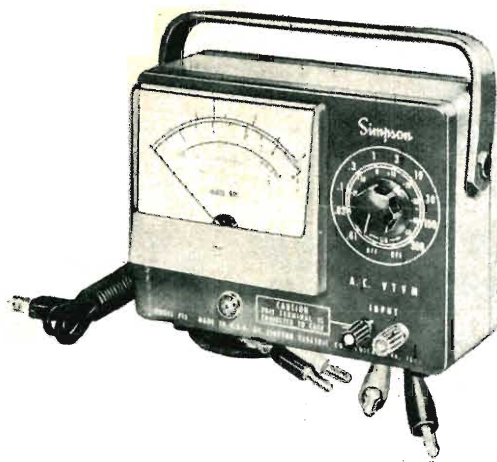
Escursione della sintonia fine:
banda I Δf = 1,8 ÷ 4 MHz.
banda III Δf = 2,5 ÷ 6 MHz.
L'azione della sintonia fine è tale che in qualunque canale si può far scorrere la portante video lungo il tratto in pendenza della curva di risposta di FI per almeno 1 MHz *in salita* (per la ricezione di un segnale debole) in entrambe le bande. *In discesa* l'azione della sintonia fine è circa 0,5 MHz nella banda III e 0,3 MHz nella banda I.

Tensione dell'oscillatore:
Il valore della tensione media oscillante raddrizzata sulla griglia della convertitrice, misurata al punto « P.C. », deve essere superiore a 1,8 V.

Stabilità dell'oscillatore:
a) Deriva dell'oscillatore per variazioni della tensione di rete;
$\Delta f_{osc} = \pm 160$ kHz quando $\Delta V_{b\ osc} = \pm 10\%$ nella banda I
$\Delta f_{osc} = \pm 200$ kHz quando $\Delta V_{b\ osc} = \pm 10\%$ nella banda II
(la corrente di accensione dei filamenti può variare da + 7% a — 7%).
b) Deriva dell'oscillatore per variazioni di temperatura:
dopo 2' dall'accensione e fiho a 60' e con contemporaneo aumento di temperatura ambiente Δt = 35 °C. Δf_{osc} = 250 kHz.
Questi dati si riferiscono a tutti i canali.

Reiezione della media frequenza:
nella banda I 250 x
nella banda III 1000 x.

Reiezione della frequenza immagine:
nella banda I 55 dB
nella banda III 60 dB.

A.

La SIMPSON EL. Co. ha recentemente presentato un nuovo voltmetro elettronico capace di misurare tensioni sinusoidali da 0,2 mV a 300 V efficaci tra 10 Hz a 400 kHz. L'impedenza d'ingresso è almeno 1 MΩ a 1000 Hz. L'incertezza di misura è del ± 5%. È il mod. 715.

Un programma di ricerche per realizzare la pila a combustione

Ha avuto inizio presso l'Istituto Battelle, a Columbus (Ohio), un programma di ricerche a lungo termine per lo sviluppo della tecnologia delle pile a combustibile. Il programma è finanziato congiuntamente da 25 grandi Società americane ed europee del settore del petrolio, della chimica, delle costruzioni meccaniche e dei trasporti.

Questa ricerca, di carattere fondamentale, la cui durata è per ora prevista in 5 anni, è destinata a completare gli studi in corso, sia nei laboratori industriali come in quelli universitari, sulla tecnica delle pile a combustibile. Secondo quanto ha dichiarato il Dott. John McCallum, direttore del programma, « sarà necessario compiere tutta una serie di invenzioni e di innovazioni e superare numerosi ostacoli, prima di giungere a concretare le possibilità della pila a combustibile come sorgente di energia per le auto, il riscaldamento e la refrigerazione degli immobili e per i procedimenti industriali. L'Istituto Battelle spera di poter apportare il suo contributo a questo lavoro di scoperta grazie alle molteplici competenze dei suoi collaboratori scientifici ».

La pila a combustione (apparecchio elettro-chimico ideato per convertire direttamente l'energia chimica in energia elettrica) è stato spesso comparato a un accumulatore o ad una pila a secco. La pila a combustione produce, come un accumulatore nel senso che la pila funziona come un motore e continua a produrre elettricità per tutto il tempo in cui si aggiunge del combustibile. Un accumulatore convenzionale, che dipende unicamente da alcune reazioni chimiche, deve essere ricaricato dall'elettricità, perchè si esaurisce.

La pila a combustibile funziona senza interruzione. Ma questo non è che uno dei numerosi vantaggi di questa nuova forma di energia. Il vantaggio maggiore è il considerevole rendimento che si ottiene dalla trasformazione del combustibile in energia. È stato registrato, per pile a combustione sperimentali, un rendimento del 75% contro il 40% delle turbine a vapore, il 35% dei Diesel ed il 25% dei motori ad esplosione. La pila a combustibile presenta, inoltre, un rapporto tra energia e peso molto interessante. Dato che essa non contiene elementi mobili, non comporta nemmeno complicazioni nel concetto costruttivo e può essere concepita in modo da poter rispondere a condizioni molto diverse di forma e di ingombro. Le spese di manutenzione sono minime. La pila a combustione funziona senza rumore e non presenta problemi importanti per quanto riguarda i residui della combustione.

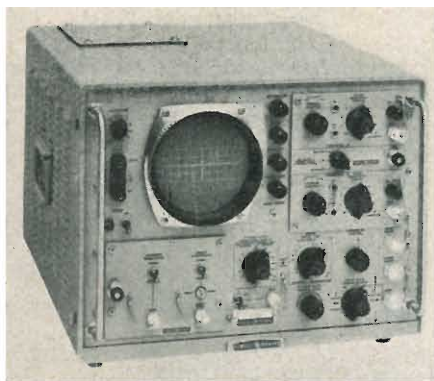
Fino ad ora l'attenzione è stata concentrata su pile nelle quali si utilizza l'idrogeno come combustibile, ma i ricercatori sono convinti che si possono costruire delle pile funzionanti con altri combustibili e particolarmente con i prodotti del petrolio. Secondo il Dott. McCallum, « i vantaggi della pila a combustibile come sorgente di energia sono divenuti molto evidenti ed incoraggianti, sia per gli scienziati che per gli industriali ». In questi ultimi anni sono stati compiuti, in diversi Paesi, grandi sforzi di ricerca in questo campo. Numerose personalità sono convinte che nei prossimi dieci anni verranno introdotte delle piccole pile a combustibile destinate a scopi speciali, particolarmente di carattere militare. Tuttavia, sarà necessario compiere ulteriori progressi e rispondere a un certo numero di questioni complesse prima di avere una realizzazione su vasta scala di questa invenzione rivuluzionaria. I lavori dell'Istituto Battelle sulla pila a combustibile sono destinati, per la maggior parte, ad approfondire le conoscenze sulle proprietà dei materiali richiesti per la costruzione di questa pila ed a ottenere dei materiali per così dire ideali.

Una possibilità di migliorare i materiali della pila a combustibile che l'Istituto Battelle ha intenzione di studiare, deve scaturire dallo studio delle strutture elettroniche interne delle leghe. I ricercatori pensano di poter ottenere da questi studi risultati tali da metterli in condizione di realizzare una nuova lega per elettrodi di pila, dotati di proprietà elettriche ed elettrochimiche uniche.

Un'altra ricerca che sarà compiuta dall'Istituto Battelle è quella dello studio dei sottili film metallici, in quanto è stato rilevato che lo spessore dei film influenza in considerevole misura le loro proprietà. Ora, una migliore conoscenza di queste proprietà potrebbe essere un fattore preponderante nella scelta della combinazione di materiali che permetterà di costruire la più efficace pila a combustibile.

Altre fasi di questo programma di ricerca prevedono lo studio di elettroni di carbone attivo rivestiti di una superficie di metallo e l'utilizzazione di tecniche nuove di placcatura per applicare superfici metalliche porose agli elettrodi « elettroformati ».

Contemporaneamente allo svolgimento di questo lavoro sperimentale, l'Istituto Battelle si propone di riunire e di analizzare man mano i nuovi dati sulle pile a combustibile, allo scopo di farne beneficiare le Società associate al programma di ricerca.

Questo programma sulle pile a combustibile porrà in attività tutta la competenza e l'esperienza di chimici, di ingegneri-chimici, di costruttori, di matematici, di studiosi di metallurgia e di fisici dell'Istituto. (*i.s.*)

Per esigenze militari la HEWLETT-PACKARD ha posto in commercio un nuovo oscilloscopio (mod. 170A): esso soddisfa le norme MIL-E-16400 ed altre specifiche militari, per quanto riguarda resistenza ad urti, vibrazioni, umidità e temperatura.

Electron

Uno sguardo alla tecnica TV tedesca

Panorama del processo costruttivo dei televisori Nordmende *nel quadro della produzione tedesca, in un rapido consuntivo dell'annata testè conclusa.*

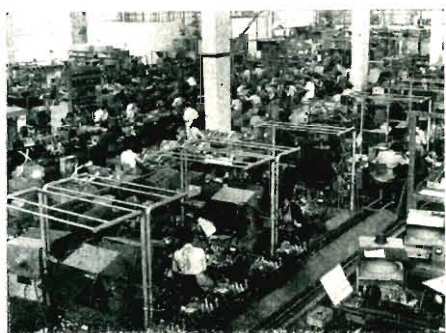



Fig. 1 - In primo piano i posti di collaudo dei pannelli unità a circuiti stampati.

Fig. 2 - Controllo e verifica dei telai senza tubi elettronici in una delle fabbriche della Nordmende.

Fig. 3 - Collaudo dei gruppi a radio frequenza per VHF.

È molto interessante esaminare, sotto il profilo delle svariate esigenze tecnico-commerciali imposte dal mercato comune europeo, le caratteristiche dell'attuale produzione TV nella Germania Occidentale.

Un aspetto molto singolare di questa produzione è costituito da una continua ricerca di perfezionamenti tecnici che pongono oggi il televisore tedesco fra i più raffinati del mondo.

Alcuni di tali perfezionamenti rappresentano un reale progresso apportato all'uso corrente del televisore da parte del teleutente facilitandone grandemente l'uso ed assicurando automaticamente la migliore qualità visiva e sonora. Tal'altro invece rappresenta forse un motivo di propaganda commerciale, pur essendo sempre utile se non proprio necessario ad una buona e confortevole ricezione televisiva.

Fra i vari perfezionamenti tecnici sopraccennati, spiccano alcuni dispositivi circuitali atti ad assicurare automaticamente:

a) la sintonizzazione precisa video-audio sia nella gamma VHF (1° programma) che nella gamma UHF (2° programma)

b) la stabilizzazione delle dimensioni orizzontale e verticale del quadro-immagine, al variare della tensione d'alimentazione;

c) la stabilizzazione della frequenza degli oscillatori di riga e di quadro;

d) l'adattamento del contrasto e luminosità dell'immagine al variare delle condizioni di illuminazione ambientale.

Inoltre, a prescindere dai progressi tecnici ora accennati, l'attuale produzione tedesca è caratterizzata da un forte aumento del numero dei televisori costruiti giornalmente sino a raggiungere cifre veramente impressionanti.

Per renderci esatto conto di questa interessante situazione, abbiamo effettuato in questi giorni una visita ad una delle maggiori fabbriche Radio TV, la Nordmende.

Le due fabbriche della Nordmende sorgono nei pressi della storica città anseatica di Brema, su una superficie di circa 70.000 metri quadrati. In una di tali fabbriche si riproducono i radioricevitori a valvole ed a transistori, complessi radiofonografici, registratori e strumenti di misura: ospita inoltre un complesso di laboratori industriali e di ricerca veramente cospicuo. La seconda fabbrica di più recente costruzione è interamente dedicata alla produzione dei televisori. Trattasi di un immenso fabbricato ad un solo piano, con copertura a *shed*, delle simensioni di 200 × 60 metri.

In esso, su 3 linee di montaggio si svolge tutto il processo costruttivo dei televisori Nordmende sino all'ultima fase dell'imballo, immagazzinaggio e spedizione.

I vari pannelli dei circuiti stampati che compongono gli chassi dei vari tipi di televisori vengono dopo la confezione e saldatura ed immersione, trasferiti in modo continuo per tramite di una vasta rete di trasporti meccanici aerei agli operai lungo le linee di montaggio.

Prima di tale trasferimento al montaggio, tutti i pannellini a circuito stampato però passano singolarmente attraverso i vari posti di controllo taratura e collaudo.

Lungo le linee di montaggio gli chassis si completano via via di tutti gli elementi componenti, e dopo essere stati sottoposti a varie prove elettriche circuitali, vengono muniti di valvole, per passare poi ai collaudi totali elettrici e di qualità. Tutti i televisori prodotti sono già completi per la ricezione del 3° programma TV in UHF. Il ritmo di produzione di questo imponente complesso industriale è veramente impressionante: basti pensare che la produzione giornaliera attuale è di 1300 televisori e 2500 radioricevitori (60% a valvole e 40% a transistori).

Nel complesso dei due stabilimenti Nordmende lavorano circa 4500 persone. Prima di concludere questa rapida visita di una delle maggiori industrie tedesche del settore Radio TV, sarà bene conoscere alcune cifre relative alla produzione tedesca in tale settore nello scorso anno 1960. Sono stati prodotti oltre 2 milioni di televisori e più di 3 milioni di radioricevitori: circa il 20% in più del 1959.

Il consumo interno assorbe il 60 ÷ 65% della produzione: il 35 ÷ 40% viene esportato all'estero. *A.*

dott. ing. Alberto Ricciardi

Nota sull'impiego dei raddrizzatori al silicio

Questa nota ha lo scopo di riunire alcune osservazioni relative al corretto impiego dei diodi al silicio, e presentare dei diagrammi che possano facilitare il compito del progettista nel dimensionamento circuitale.
Verrà esaminato il caso di rettificatore a singolo diodo, potendosi estendere facilmente la trattazione, e l'uso delle curve al caso di circuiti a più diodi.
Verrà riportato il grafico della corrente raddrizzata in funzione dell'angolo di circolazione, o del « duty cycle » alle temperature di 50° 75° 100° C relative al diodo al silicio SGS classe 1S1690 (equivalente alla analoga classe General Electric Co. 1N1690).
Verrà anche indicato il procedimento di verifica per due casi pratici di sollecitazione del diodo.

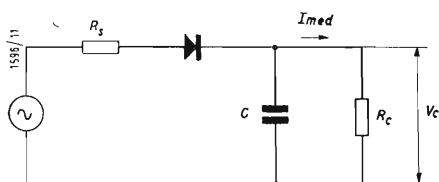



Fig. 1 - Schema di impiego del raddrizzatore.

1. - FORME D'ONDA SPERIMENTALI NEI CIRCUITI A RADDRIZZATORE SINGOLO

Prima di procedere all'analisi matematica delle grandezze elettriche, è necessario premettere alcune considerazioni.
Lo schema di impiego del raddrizzatore (fig. 1) comporta quasi sempre la presenza dei due componenti R_s e C. R_s è una resistenza che ha il compito di limitare la corrente di picco all'atto della chiusura del circuito, quando il condensatore C è scarico; inizialmente il condensatore si comporta come un corto circuito. Ne risulta che la corrente circolante nel diodo è limitata dalla sola R_s nella ipotesi che il generatore c.a. abbia impedenza nulla.
La funzione del condensatore è ovviamente quella di ridurre il *ripple* sul carico.
Esaminando all'oscilloscopio le varie forme d'onda (fig. 2) si vede che per una frazione molto piccola del periodo (angolo 2α) la tensione ai capi del diodo è tale da permettere il passaggio di corrente, la cui forma a tipo di guizzo è limitata perciò all'angolo 2α con un valore di cresta che dipende dal valore di picco della tensione alternata, dal valore di carico R_c dal valore di R_s e dal valore di C.
Va notato ancora una volta l'effetto limitatore della R_s sul valore della corrente di picco ricorrente.

Fig. 2 - Esame delle forme d'onda.

2. - ANALISI TEORICA DELLE FORME D'ONDA

Per poter svolgere una trattazione senza eccessive complicazioni di calcolo si è fatta la ipotesi che la capacità C sia infinita e la caduta diretta del diodo uguale a zero. In tali ipotesi (fig. 3) il *ripple* sul carico è zero (la tensione c.c. è costante); il valore di picco della tensione alternata meno la tensione sul carico V_c diviso la R_s dà il valore della corrente di picco nel diodo; la forma di onda della corrente è quella di una porzione di cosinusoide ristretta all'angolo $-\alpha + \alpha$, meno un valore costante pari all'altezza della cosinusoide in corrispondenza dell'angolo α; il valore medio della corrente è quello circolante nel carico pari alla tensione V_c diviso R_c. Con questi dati è possibile svolgere una trattazione analitica e ricavare due curve. La prima (fig. 4), relativa alla espressione

$$\mathrm{tg}\alpha - \alpha = \rho = \frac{R_s}{R_c}$$

dà l'angolo di circolazione 2α in funzione del rapporto R_s/R_c.
La seconda (fig. 5) relativa alla espressione

$$\frac{(1 - \cos\alpha)\,\pi}{\mathrm{sen}\,\alpha - \alpha\cos\alpha} = j = \frac{I_p}{I_{med}}$$

dà il rapporto tra la corrente di picco e la corrente media in funzione dell'angolo di circolazione 2α.
Va notato che volendo verificare sperimentalmente le curve, è necessario compendiare nella R_s anche la resistenza eventuale del generatore c.a. nonchè la resistenza differenziale diretta del diodo (generalmente trascurabile). Come verrà dimostrato in seguito, la caratteristica del diodo si può

Fig. 3 - Analisi teorica delle forme d'onda con varie ipotesi semplificative.

assimilare ad una spezzata tipica di un utilizzatore di f.c.e.m. V_o e resistenza interna R_d. La f.c.e.m. V_o andrebbe dedotta dalla V_c sul carico. Essendo però alcuni percento della V_o può essere trascurata senza errore apprezzabile.

Si è verificato sperimentalmente che la posizione di capacità infinita è molto meno restrittiva di quanto sembri a prima vista; infatti purchè la capacità sia superiore ad un valore minimo (condizione rispettata praticamente per contenere il *ripple*) l'angolo di circolazione e il valore di picco non variano al crescere di C.

3. - POTENZA DISSIPATA NEI DIODI

Appurato l'andamento della f.d.o. della corrente è necessario approssimare la caratteristica del diodo per poter calcolare la dissipazione in esso. È chiaro' che la dissipazione costituisce una caratteristica di impiego dato che l'innalzamento di temperatura conseguente deve venire contenuto per non avere alterazioni nella struttura del diodo Per le pratiche applicazioni prenderemo in esame la sola potenza media, ritenendo non nocive le oscillazioni periodiche della temperatura del diodo dovute alla f.d.o. della corrente.

Come risulta dal grafico fig. 6, prendendo in esame la caratteristica tipica di un diodo al silicio, si vede che entro un certo campo tale caratteristica è sufficientemente approssimata a quella di una spezzata. Precisamente si può scrivere che la caduta in diretta è la somma di un termine costante e di un termine proporzionale alla corrente.

Chiameremo V_o la parte costante e R_d il fattore moltiplicativo della corrente. Allo scopo di eseguire utili confronti ricaveremo dapprima il valore della dissipazione nel caso di carico puramente resistivo quando la f.d.o. della corrente è a forma di semisinusoide e il valore della dissipazione nel caso che la f.d.o. della corrente sia di forma impulsiva con un *duty cycle* $\frac{\tau}{T}$.

Per il caso di carico puramente resistivo avremo (fig. 7):

$$P_d = V_o I_{med} + R_d \frac{\pi^2}{4} I^2_{med}.$$

Per il caso di f.d.o. impulsiva (fig. 8):

$$P_d = V_o I_{med} + \frac{T}{\tau} R_d I^2_{med}.$$

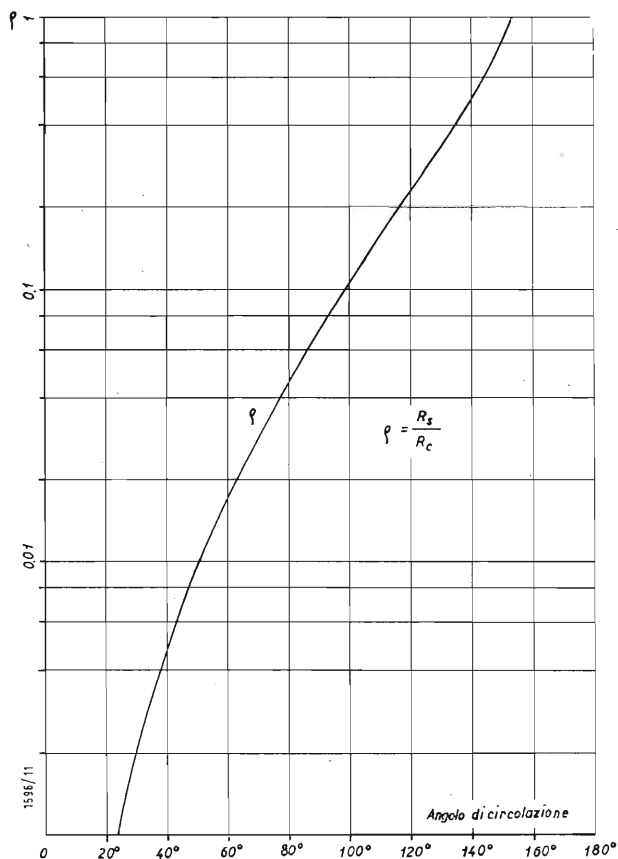



Fig. 4 - Angolo di circolazione in funzione del rapporto R_S/R_C.

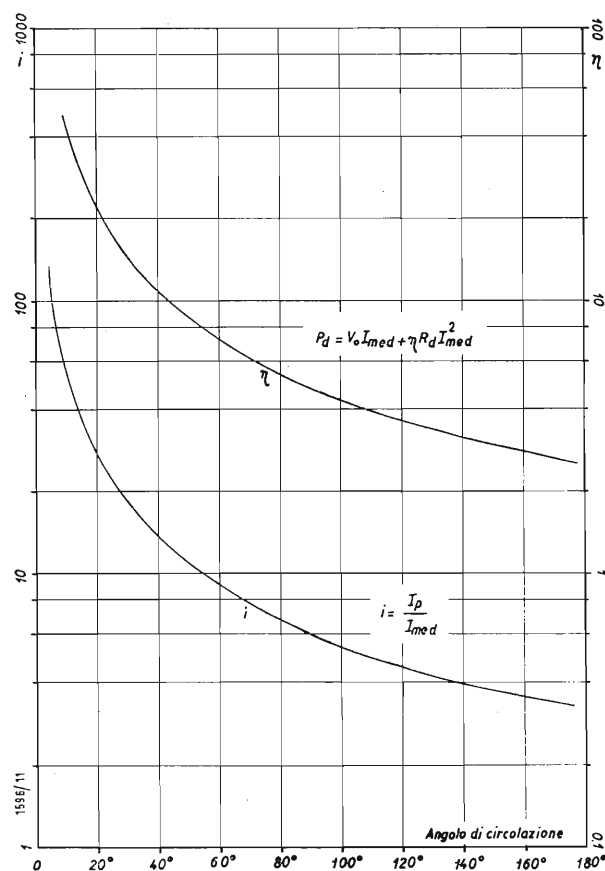



Fig. 5 - Rapporto tra corrente di picco e corrente media in funzione dell'angolo di circolazione.

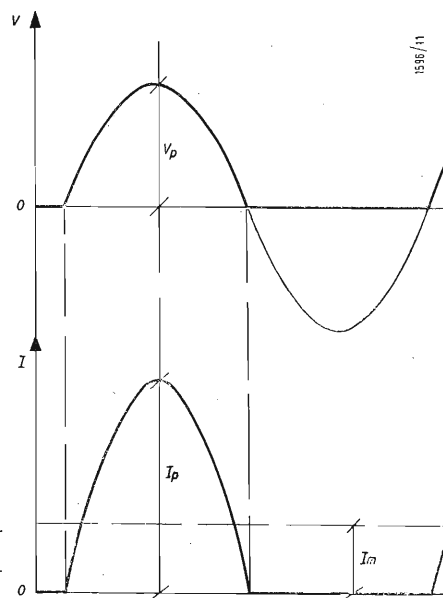
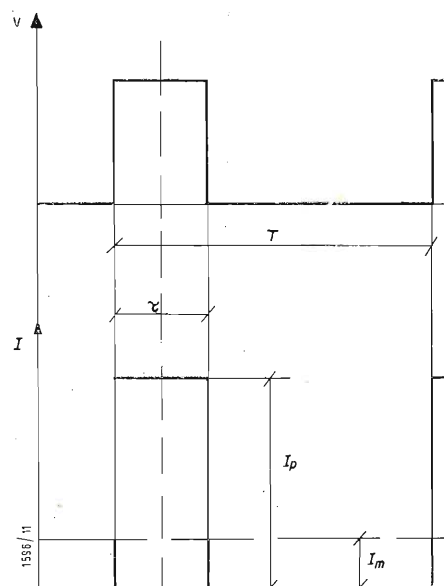



Fig. 7 - Forme d'onda per il caso di carico puramente resistivo.
Fig. 8 - Forme d'onda per il caso di regime impulsivo con un *duty cycle* τ/T.

Per il caso di capacità infinita e angolo di circolazione $2a$ (fig. 3):

$$P_d = V_o I_{med} + R_d I^2_{med} \frac{\pi}{2} \frac{3(a - \operatorname{tg} a) + a \operatorname{tg}^2 a}{(a - \operatorname{tg} a)^2}.$$

In ogni espressione P_d è la potenza dissipata media e I_{med} la corrente media entrambe riferite al periodo.

Come si nota la dissipazione è costituita sempre da due termini, uno $V_o \cdot I_{med}$ proporzionale alla I_{med} (per solito preponderante) ed un altro $R_d I^2_{med} \eta$ proporzionale alla I^2_{med} in cui η a seconda dei casi è

$$\frac{\pi^2}{4}, \frac{T}{\tau}, \text{ oppure}$$

$$\frac{\pi}{2} \frac{3(a - \operatorname{tg} a) + a \operatorname{tg}^2 a}{(a - \operatorname{tg} a)^2}.$$

Va notato che η del terzo caso tende a $\frac{\pi^2}{4}$ al tendere di a a 90° (angolo di circolazione 180°).

Alle curve precedenti si può aggiungere un'altra curva η in funzione dell'angolo di circolazione, che dà il fattore moltiplicativo del termine $I^2_{med} R_d$ della dissipazione (fig. 5).

Si noti che essendo le espressione del secondo termine dissipativo del tutto generale, è possibile con la stessa formula e lo stesso valore di η calcolare la dissipazione in R_s purchè ad R_d si sostituisca R_s.

4. - ESEMPI DI IMPIEGO

Per chiarire il modo di impiego delle curve, ripartiamo il calcolo delle grandezze elettriche in un circuito impiegante un diodo al silicio SGS della classe 1690 equivalente alla classe G.E.Co. 1N1690 per cui (fig. 6) vale la seguente approssimazione nel campo da 1 a 7 A:

$V_o = 0{,}86$ V $\qquad R_d = 0{,}09\ \Omega$

Sia dato il circuito di impiego con i valori delle grandezze elettriche riportati (fig. 9). Il rapporto R_s/R_c risulta 0,036. L'angolo di circolazione teorico è 75° e il rapporto $j = 7{,}2$ da cui $I_p = 3{,}25$ A. I valori misurati dall'oscilloscopio dan-

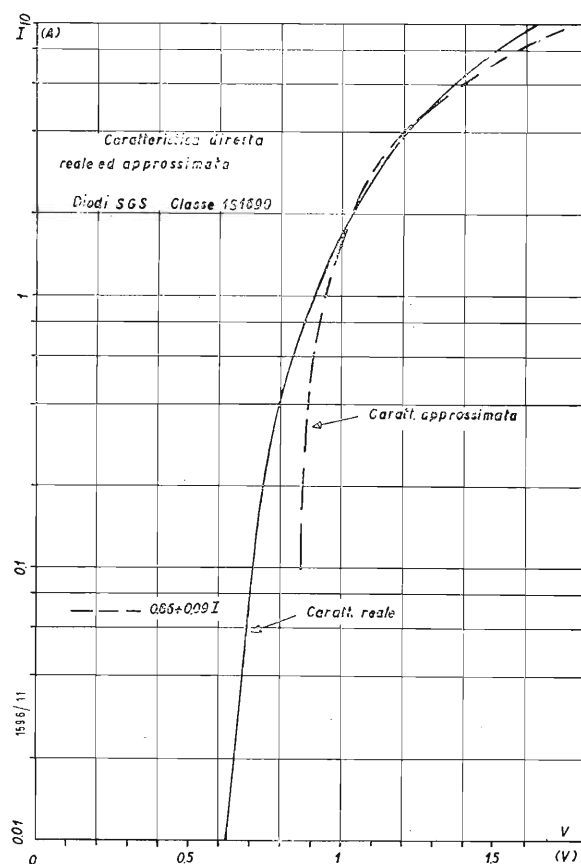



Fig. 6 - Caratteristica tipica reale ed approssimata di un diodo al silicio.

Nella pagina 31, da sinistra a destra:

Fig. 10 - Corrente raddrizzata in un diodo al silicio in funzione dell'angolo di circolazione.

Fig. 11 - Corrente raddrizzata in un diodo al silicio in funzione del *duty cycle*.

Tab. 1. – Caratteristiche di un gruppo di raddrizzatori al silicio SGS.

		1S1691	1S1692	1S1693	1S1694	1S1695	1S1696	1S1697	1S1699	1S1700	
tensione inversa di picco	V_{DM}	50	100	200	300	400	500	600	800	1000	V
corrente raddrizzata a 50 °C	I_D	600	600	600	600	600	600	600	450	450	mA
corrente raddrizzata a 100 °C	I_D	250	250	250	250	250	250	250	200	200	mA
corrente di picco	I_{DM}	2	2	2	2	2	2	2	2	2	A
corrente istantanea (1 ciclo)	I_{DS}	20	20	20	20	20	20	20	20	20	A
temperatura di funzionamento	T_a	115	115	115	115	115	115	115	115	115	°C
max caduta di tens. a pieno carico a 100 °C	V_D	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	0.6	V
max corr. inv. alla max tensione inv. a 100 °C	I_D	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	0.5	mA

no: $2\alpha = 76°$; $I_p = 3,2$ A in ottimo accordo con i dati teorici.
La dissipazione per tale caso risulta:
$P = 0,86 \,.\, 0,450 + 0,09 \,.\, 0,45^2 \,.\, 5,7 =$
$= 0,386 + 0,104 = 0,590$ W essendo $\eta = 5,7$ per 75°.
La potenza dissipata nei 10 Ω risulta $P_{Rs} = 10 \,.\, 0,45^2 \,.\, 5,7 = 11,5$ W.

Per l'altro caso di forma impulsiva se si immagina che nel diodo passi una corrente di 7 A, per la durata di 1 msec in modo da avere una corrente media di 0,35 A e un *duty cycle* di 20/1, risulta una potenza di $P_d = 0,55 \,.\, 0,86 + 20 \,.\, 0,35^2 \,.\, 0,09 = 0,3 + 0,22 = 0,52$ W essendo $\eta = T/\tau = 20$.

5. - DISSIPAZIONE LIMITE PER L'IMPIEGO

Per stabilire ora i limiti di dissipazione, si è preso come valore massimo dissipativo quello corrispondente alla condizione indicata di 0,6 A medi a 50°, 0,425 A medi a 75°, e 0,25 A a 100° di

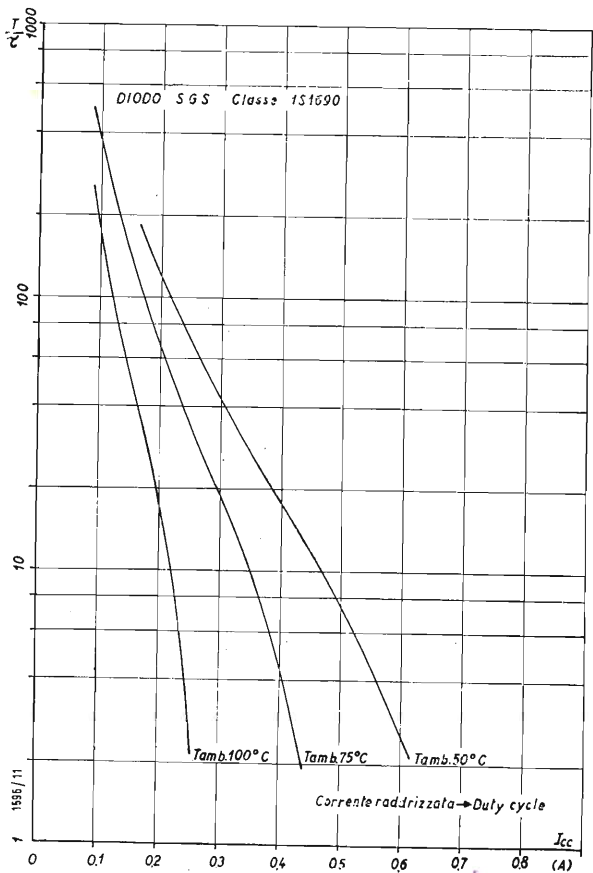
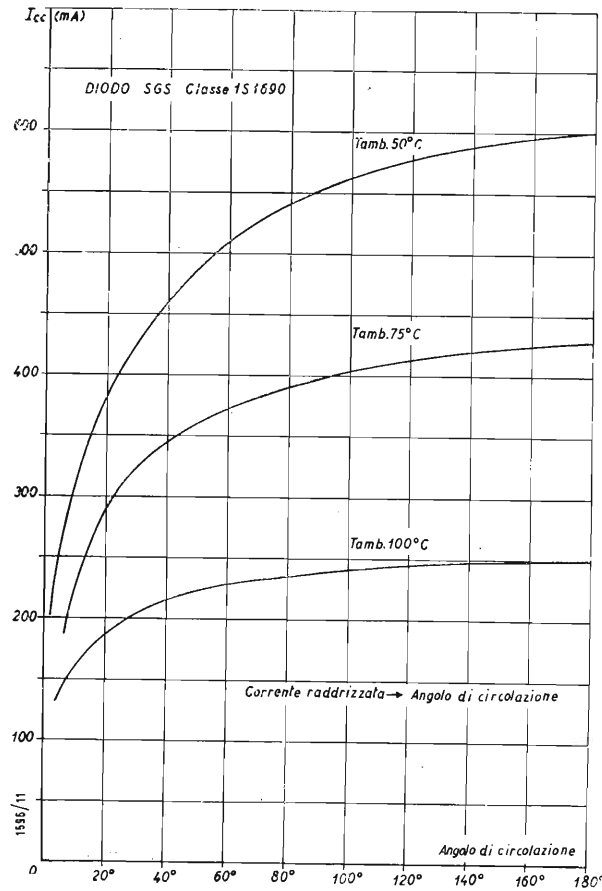
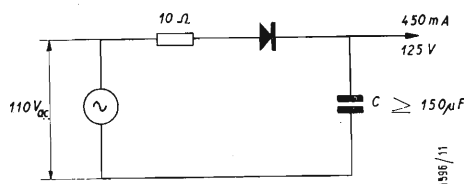



Fig. 9 - Circuito tipico d'impiego.

temperatura ambiente su carico resistivo.
Considerando che η in tali condizioni è $\pi^2/4$ si ha un valore di P_d rispettivamente di 0,6 W, 0,4 W, 0,23 W.
Essendo la resistenza termica 140°/W e ammettendo che la giunzione lavori a 150° ne risulta un margine di potenza da dissipare rispettivamente di 0,11 W, 0,13 W, 0,07 W.
Poichè la potenza dissipata in inversa durante il periodo di non conduzione si aggira sui 30 mW, ci sono circa 40 mW di guardia.
Accettando comunque i limiti di dissipazione di 0,6, 0,4 e 0,23 W per le temperature di 50°, 75° e 100° di ambiente, sono state ricavate le curve di massima corrente raddrizzata in funzione dello angolo di circolazione (fig. 10) e del *duty cycle* (fig. 11).
Va sottolineato che i dati limite per la classe esaminata, e cioè 2 A di picco su carico resistivo e 0,35 A medi su carico capacitivo a 50° C possono entrambi essere superati notevolmente in condizioni di carico misto (come normalmente avviene) senza alcun danno al diodo, purchè sia contenuta la dissipazione. Il valore medio della corrente deve, cioè essere inferiore o al massimo eguale a quello letto sulle curve di fig. 10 o fig. 11, in corrispondenza dell'angolo di circolazione o del *duty cycle* che si riscontra nel circuito.

A.

Isolamento di cavi telefonici con polietilene

La S.A.T. (Société anonyme de télécommunications) ha realizzato un nuovo procedimento per l'isolamento di cavi telefonici, basato sull'utilizzazione di un tubo cavo di polietilene, detto isolazione tubolare « ballon ». Il cavo Marsiglia-Tolone delle Poste e telecomunicazioni contiene delle coppie coassiali a lunga distanza di piccolo ingombro (1,18/4,43 mm) isolate con questo procedimento; altre applicazioni concernono cavi per miniera, circuiti simmetrici (coppie per trasmissione di programmi televisivi), ecc.

(p.n.i.)

Nuovo tubo a raggi catodici

La Raytheon presenta il mod. CK1362, un nuovo tubo a raggi catodici, che permette di osservare un segnale oscillografico fino a due ore dopo la sua registrazione, per una durata totale di osservazione di 1 min. Il segnale viene immagazzinato dal fosforo dello schermo e può essere visualizzato eccitandolo con dell'energia infrarossa. Con la stessa energia si può procedere alla cancellazione rapida del segnale.

(g.b.)

Tre nuovi modelli di radioriceventi transistorizzate

La Società Radiomarelli, concessionaria esclusiva della Fabbrica Italiana Magneti Marelli, presenta una serie di tre nuovi modelli di apparecchi radioriceventi transistorizzati.
Il modello denominato Rd.301, alle ridotte dimensioni accoppia una elevata sensibilità nella gamma Onde Medie. Munito di una maniglia, che agevola il trasporto ed assicura l'appoggio, impiega 6 transistori, due dei quali costituiscono lo stadio finale di BF accoppiato senza trasformatore ad uno speciale altoparlante; questa soluzione permette di ottenere una potenza indistorta e una riproduzione acustica eccezionale in apparecchi di questo tipo.
Il modello denominato Rd.303 è una elegante versione sopramobile, è munito di scala lineare con comando di sintonia demoltiplicato. Dispone di due altoparlanti, cosa che unitamente alla potenza elettrica di uscita, circa doppia rispetto a quella dell'Rd.301, gli assicura una intensità di suono confrontabile con quella di sopramobili a valvola di ridotte dimensioni facendone un loro valido sostituto.
Il modello denominato Rd.302 è un personale a valigetta di medio formato in materia plastica con finiture in metallo.
L'impiego di 8 transistori, di uno stadio di preselezione accordato in Media Frequenza, di un altoparlante ellittico speciale di dimensioni relativamente grandi ed una potenza elettrica di uscita di circa 400 mW, conferiscono all'apparecchio caratteristiche di sensibilità, intensità e qualità di suono che ne assicurano le prestazioni anche in località di difficile ricezione e in luoghi aperti, facendone il classico radioricevitore compagno di gita.
L'alimentazione di tutti questi apparecchi è ottenuta con normali pile a torcia, diametro 25 mm, la cui durata media è di almeno 150 ore con un certo orario confrontabile a quello di un normale apparecchio OM a 5 valvole.
In tutti i modelli la sostituzione delle pile non esige l'apertura dell'involucro con cacciavite o altri strumenti, ma si ottiene in maniera semplicissima con la sola pressione delle dita; aprendo una opportuna finestra rende accessibile il vano contenitore delle pile.

(p.n.i.)

dott. ing. Giuseppe Checchinato

Nuovi tubi multipli: i compactron

Una nuova serie di valvole multifunzioni studiate dalla General Electric Co., che offrono le possibilità di una notevole riduzione delle dimensioni e dei costi delle apparecchiature elettroniche, sono apparse recentemente sul mercato nordamericano.

Ben 5 valvole miniatura possono essere sostituite da 2 soli compactron.

Il nuovo componente elettronico chiamato « compactron » è essenzialmente formato dal raggruppamento in un'unica ampolla di più funzioni valvolari o di elementi semiconduttori.

La General Electric Co. ha recentemente costruito un modellino di radio equipaggiato con due compactron avente le seguenti dimensioni: 63 × 63 × 270 mm, nel quale però la larghezza di 270 mm è determinata solo dalle dimensioni dell'altoparlante.

I miglioramenti che si potranno apportare agli apparecchi elettronici con i compactron finora studiati sono i seguenti:

Un ricevitore televisivo con 10 compactron potrà sostituire un ricevitore con 15 valvole e tre diodi oppure con 24 transistori e 11 diodi, un autoradio con due compactron potrà mandare in obsolescenza gli attuali autoradio a quattro valvole, un amplificatore alta fedeltà con quattro compactron invece che con 6 valvole od 11 transistori.

I modelli di compactron finora realizzati sono i seguenti (fra parentesi sono indicate le valvole sostituite).

Per i ricevitori radio da tavolo:

1. Oscillatore-convertitore-amplificatore di MF (12BA6, 12BE6);
2. Rivelatore-amplificatore bassa frequenza-amplificatore finale (35W4, 50-C5, 12AV6);

Per i ricevitori televisivi:

1. Oscillatore orizzontale-controllo automatico di frequenza (6CG7, 6AL5);
2. Diodo di smorzamento orizzontale (6AX4GTB);
3. Amplificatore ed oscillatore di deflessione verticale (6DN7);
4. Amplificatore di deflessione orizzontale (6DQ6B).

La General Electric Co. ha in programma di aumentare nei prossimi mesi la propria serie di compactron includendovi altri nove nuovi tipi. Delle previsioni a lungo termine dicono che la serie completa potrà comprendere da 75 a 100 elementi.

I tipi di compactron, la cui produzione è già programmata negli stabilimenti di Owensboro, hanno 12 piedini compresi in un cerchio di 0,75 pollici, l'ampolla ha la forma di duomo e viene vuotata dal basso. Il diametro dell'ampolla è circa 1' 1/8 e l'altezza può variare da 1' a 2' 3/4.

Si sono scelti 12 piedini per potere comprendere più funzioni in un'unica valvola, essi sono sufficientemente distanziati per renderli facilmente accessibili e per ridurre le interazioni fra i vari conduttori.

Nella progettazione dei compactron si è tenuto conto degli ultimi sviluppi della tecnica metallurgica sopratutto per quanto riguarda il comportamento al calore.

Nei compactron si usa per esempio un nuovo materiale per gli anodi che permette di ridurre di più del 50% la potenza di riscaldamento richiesta dal catodo. Un altro miglioramento è costituito da un materiale di ricoprimento che migliora sia la resistenza meccanica che il rendimento termico del catodo.

Il diametro relativamente largo del cerchio dei 12 piedini si adatta bene anche ai circuiti stampati e permette un adeguato isolamento delle placche ad alta tensione. Poichè ai lati della placca ci sono di solito due piedini vuoti si può raggiungere una rigidità elettrica in corrente continua di 10.000 V.

L'impiego di un unico filamento per tutte le funzioni, che può quindi riscaldare anche tre catodi separati, permette di eliminare quattro piedini e quattro saldature, riducendo i costi di produzione ed aumentando la sicurezza di funzionamento. Il filamento unico non è una novità però questa è la prima volta che elementi con tre funzioni di riscaldamento vengono combinati in una unità.

Si prevede di costruire anche dei compactron a funzione unica per televisione in sostituzione di valvole normali a funzione unica, perchè in televisione qualche valvola lavora in condizioni limiti di potenza e di tensione. I vantaggi dei compactron a funzione unica sono costituiti oltre che dalle migliori prestazioni anche dalle dimensioni ridotte che permetteranno di costruire dei ricevitori più compatti.

I prezzi dei compactron non sono ancora stati stabiliti si prevede però che già i primi tipi costeranno un po' meno delle valvole.

Eventuali miglioramenti dei processi di fabbricazione potranno portare il prezzo dei compacton, a parità di funzioni, ad una diminuzione del 20% rispetto alle valvole ed ad un prezzo molto minore di quello dei transistori.

Secondo la General Electric Co., i vantaggi che il consumatore potrà trarre dei compactron sono i seguenti:

1) Ricevitori radio da tavolo più compatti e con prestazioni non inferiori alle migliori attualmente raggiungibili.

2. Possibilità di acquistare ricevitori televisivi a compactron a prezzi inferiori agli attuali.

Il minor costo risulta dalla multifunzionalità dei compactron che riduce i costi di fabbricazione e montaggio.

3. Guasti meno frequenti e minori costi di riparazione, perchè si ha un minor numero di componenti elettronici, aventi inoltre una maggiore efficenza e sicurezza di funzionamento *(g.b.)*

dott. ing. Giuseppe Baldan

ECL86, nuovo tubo multiplo per bassa frequenza

Nel presente articolo si descrive la nuova valvola multipla ECL86, *studiata per essere impiegata come valvola finale sia negli apparecchi monofonici che in quelli stereofonici, si parla inoltre dei problemi che si sono dovuti risolvere durante la sua realizzazione. Le difficoltà principali presentate dalla nuova valvola consistono nella combinazione di un'alta sensibilità in entrata e di una grande potenza di uscita. In particolare si parla della interdipendenza fra le caratteristiche della valvola e la sicurezza contro l'autoeccitazione e della conseguente scelta dei valori di funzionamento del triodo e del pentodo. Si esamina infine il problema dell'emissione secondaria delle pareti interne dell'ampolla ed il problema costruttivo in particolare per quanto riguarda la microfonia e la riduzione delle capacità critiche.*

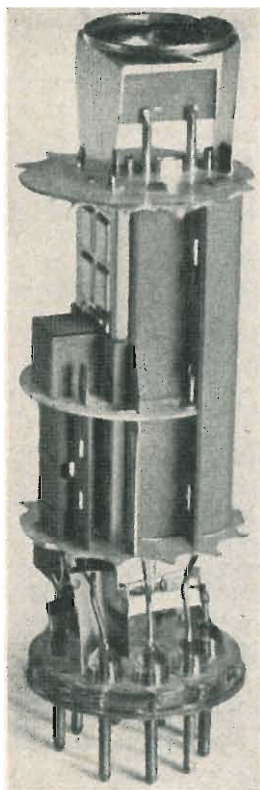



Fig. 1 - La valvola doppia ECL86. Il filo di collegamento della griglia del triodo (sistema più piccolo a sinistra) è schermato con un lamierino a U. Il cappuccio metallico posto a sinistra sopra la flangia di mica intermedia (flangia superiore per il triodo) serve a ridurre le capacità parassite fra i due sistemi e l'importanza della reazione attraverso l'emissione secondaria della parete interna dell'ampolla.

1. - SENSIBILITA' IN ENTRATA

Per gli apparecchi stereofonici ed anche per qualsiasi altra applicazione in bassa frequenza, una valvola multipla deve possedere una sensibilità in entrata ed una potenza in uscita maggiori di quelle dei noti tipi ECL80 ed ECL82. Considerata la minore tensione alternata in entrata disponibile nei sistemi stereofonici ed in base alla necessità di avere una sufficiente riserva di amplificazione e di potenza si rendeva necessario che la nuova valvola ECL86 soddisfacesse alle seguenti caratteristiche:

	ECL80	ECL82	ECL86
$P_{a\ max}$	3,5 W	7 W	9 W
V_{eT} per $P = 50$ mW	≥ 50 mV	≥ 10 mV	≥ 4 mV

Per avere un termine di confronto si sono riportati anche i dati delle ECL80 ed ECL82.

A causa dell'alta sensibilità in entrata e dell'alta amplificazione, nel suddividere quest'ultima fra le due valvole si deve tener conto oltre che della sicurezza contro l'autoeccitazione anche di due altri fattori importanti e precisamente:

1) Per mantenere sufficientemente alta la frequenza limite della valvola in entrata si dovrebbe abbassare il più possibile la sua amplificazione e conseguentemente aumentare quella della seconda valvola.

2) Il campo delle caratteristiche utilizzabili della seconda valvola per ottenere la massima regolazione diminuisce, a parità di superficie catodica, all'aumentare dell'amplificazione. Quindi per quanto riguarda il rendimento sarebbe conveniente tenere bassa l'amplificazione della seconda valvola ed alta quella della prima.

Nello studio e nella realizzazione si dovettero inoltre superare dei problemi, posti sopratutto dall'alta sensibilità in entrata, che normalmente non si presentano nemmeno o che hanno una importanza ridotta.

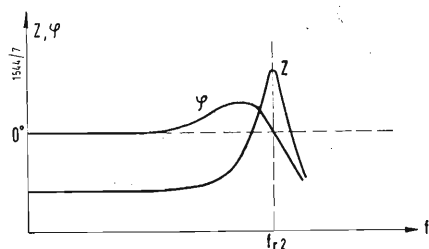



Fig. 2 - Andamento dell'impedenza in entrata Z e della fase φ di un trasformatore di uscita.

Fig. 3 - Relazione fra le caratteristiche del pentodo e la sicurezza contro l'autoeccitazione nelle seguenti condizioni $V_{eP} = 0{,}3$ V; $R_{aP} = 7$ kΩ; $P_u = 50$ mW.

2. - CARATTERISTICHE DELLA VALVOLA E SICUREZZA CONTRO L'AUTOECCITAZIONE

È noto che nella VCL11, una vecchia valvola multipla presentante per i suoi tempi una alta amplificazione totale, si può aumentare la sicurezza contro l'autoeccitazione, inserendo un condensatore di controreazione fra lo anodo del pentodo e l'anodo del triodo. Questo sistema ha naturalmente come conseguenze una diminuzione della frequenza limite superiore. Il problema consiste quindi nel determinare i dati caratteristici delle valvole in modo da evitare l'autoeccitazione e da non rendere eccessivamente costosa la costruzione.

La soluzione di questo problema si può trovare solo esaminando molto da vicino le varie relazioni fra gli elementi in gioco. Qualsiasi trasformatore, anche se chiuso su un carico resistivo, ha una impedenza totale di entrata complessa, dovuta all'induttanza dispersa ed alla capacità propria dell'avvolgimento che si può immaginare come un circuito risonante parallelo. Naturalmente la frequenza di risonanza si trova al di sopra delle gamme da trasmettere.

Poichè l'impedenza in entrata del trasformatore rappresenta il carico dello amplificatore, ne deriva che l'amplificazione in funzione della frequenza seguirà l'andamento dell'impedenza, rappresentata nella fig. 2 assieme all'andamento della sua fase, e sarà massima per la frequenza di risonanza. Se quindi si farà in modo che la valvola sia sicura contro l'autoeccitazione per il caso della massima amplificazione, si potrà essere sicuri che essa lo sarà anche in tutto il campo di trasmissione.

Le due condizioni di partenza che ci serviranno per la determinazione delle caratteristiche delle valvole sono le seguenti:

1) Sicurezza contro l'autoeccitazione nel caso di massima amplificazione.

2) Bassa tensione in entrata V_{aT} per $P = 50$ mW.

Dalla condizione della sicurezza contro l'autoeccitazione si ricava un valore limite per la pendenza del pentodo, una volta fissati gli altri dati caratteristici della valvola. Un altro valore della pendenza viene determinato in base alla sensibilità richiesta. Uguagliando questi due risultati si ricava il valore della resistenza interna del pentodo. Questo valore comprende però ancora il fattore di controreazione interno che si può calcolare servendosi del circuito equivalente rappresentanti gli elementi di divisione della tensione compresi fra anodo del pentodo e griglia del triodo. Le formule conseguenti che esprimono il valore della resistenza interna e della pendenza del pentodo possono venire semplificate, perchè, per quanto riguarda l'autoeccitazione, ci interessa solo il valore massimo dell'amplificazione che viene raggiunto nel punto di risonanza del trasformatore di uscita. In queste condizioni il fattore di moltiplicazione x della resistenza di carico, dovuto all'impedenza complessa del trasformatore di uscita, diviene reale. Questo fatto è rappresentato dall'annullamento della fase φ dell'impedenza del trasformatore in corrispondenza della frequenza di risonanza. (fig, 2). Una ulteriore semplificazione di può infine introdurre considerando reale anche l'amplificazione del triodo, date le basse frequenze di cui stiamo parlando.

Si giunge in questo modo alle seguenti formule finali:

$$R_{iP} \cong R_{aP} \frac{A_P - \dfrac{C_{agT}}{C_{gTaP}}}{\dfrac{C_{agT}}{x \cdot C_{gTaP}} - A_P} \qquad (1)$$

$$S_P = \frac{1}{R_{aP}} \cdot A_P \left(1 + \frac{\dfrac{C_{agT}}{x \cdot C_{gTaP}} - A_P}{A_P - \dfrac{C_{agT}}{C_{gTaP}}} \right) \qquad (2)$$

Nelle quali:
A_P = amplificazione del pentodo; x = fattore di amplificazione dell'impedenza complessa del trasformatore, da non confondere con il fattore di trasformazione; S_P = pendenza statica del pentodo nel punto di lavoro; R_{iP} = resistenza interna del pentodo nel punto di lavoro; R_{aP} = resistenza di carico del pentodo; C_{gTaP} = capacità fra anodo del pentodo e griglia del triodo, comprese anche le capacità del circuito; C_{agT} = capacità fra anodo e griglia del triodo.

Con i valori di R_{iP} e di S_P determinati in base a queste relazioni si soddisfano ambedue le condizioni poste all'inizio: desiderata sensibilità per una determinata potenza in uscita e sicurezza contro l'autoeccitazione.

Se si trascura l'influenza delle semplificazioni, fatto, che del resto non hanno molta importanza nel caso in esame, si nota dalle relazioni che, a parità delle altre condizioni, la stabilità della valvola multipla non dipende dalla sensibilità totale, ma solo dall'amplificazione del pentodo.

Al fine di ottenere una sicurezza sufficientemente elevata per una data R_{aP} ed un dato x si possono adattare le seguenti avvertenze. Si deve scagliere:

1) A_P più bassa possibile, mantenendo naturalmente costante il prodotto $A_P \times A_T$.

2) Per una data A_P si deve scegliere un R_{iP} il più basso possibile per potere mantenere bassa l'amplificazione a vuoto del pentodo ($S_P \cdot R_{iP}$). S_P deve essere naturalmente aumentato secondo la relazione (2).

3) Il rapporto $\dfrac{C_{agT}}{C_{gTaP}}$ deve essere il più grande possibile, tuttavia C_{agT} deve

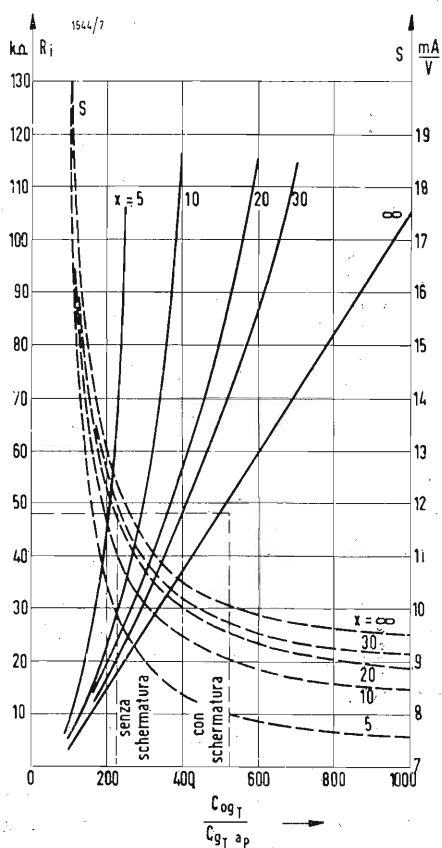
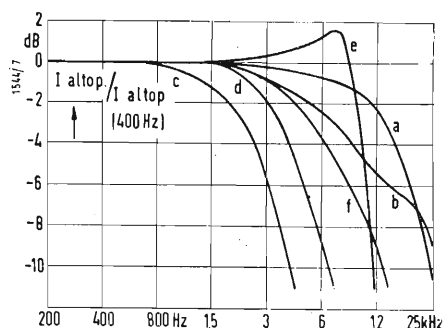



Fig. 4 - Andamento della corrente di altoparlante con diversi sistemi di stabilizzazione:

Curva	R_s [kΩ]	Stabilizzazione
a	1	—
b	250	—
c	250	10 pF da a_T ad a_P
d	250	3,8 pF + 1,2 MΩ da a_T a a_P
e	250	1 nF in parall. al trasf. di uscita
f	250	1 nF + 33 kΩ in parall. al trasf. di uscita.

Fig. 5 - L'andamento dell'amplificazione del pentodo, in funzione della frequenza, fino all'anodo mostra l'effetto dei sistemi di stabilizzazione sull'altezza della punta di risonanza del trasformatore. 1 = trasformatore solo; 2 = con 1 nF in parallelo; 3 = con 1 nF + 33 kΩ in parallelo.

essere bassa per non ridurre troppo la frequenza limite superiore.
Un confronto di questi tre punti e delle condizioni poste all'inizio ci indica che nella scelta delle caratteristiche della valvola si dovranno stabilire dei compromessi fra le varie esigenze, non dimenticando che la più importante è la sicurezza contro l'autoeccitazione.

3. - SCELTA DELLE CARATTERISTICHE DELLA VALVOLA

3.1. - Triodo

Per il triodo è evidente che la soluzione ottima è quella di ottenere la massima amplificazione permessa in funzione della frequenza limite superiore considerata sufficiente. Questa condizione è soddisfatta in modo eccellente dal doppio triodo ECC83, perciò anche per il triodo della ECL86 si mantennero gli stessi dati caratteristici.

3.2. - Pentodo

Dai dati del triodo deriva che l'amplificazione del pentodo deve essere $A_P = 62$, che corrisponde ad una sensibilità di $V_{aP} = 0{,}3$ V per $P_u = 50$ mW.
Con questi dati e con l'ausilio delle relazioni (1) e (2) si sono rappresentate le funzioni R_{iP} ed S_P in funzione del rapporto $\frac{C_{agT}}{C_{gTaP}}$ per diversi valori del parametro x (vedi fig. 3) e per $P_u = 50$ mW.
Dai primi prototipi sperimentali si determinò che con uno schermaggio non troppo oneroso fra griglia del triodo ed anodo del pentodo si può arrivare per il rapporto $\frac{C_{agT}}{C_{gTaP}}$ ad un valore di 225.
Per poter funzionare in qualsiasi condizione, senza pericolo di autoeccitazione, la valvola dovrebbe avere le caratteristiche corrispondenti ad $x = \infty$ (funzionamento a vuoto). Secondo la figura 3 si avrebbero quindi i dati seguenti: $S_P = 12{,}5$ mA/V e $R_{iP} = 16$ kΩ.
Questa assoluta sicurezza della valvola dovrebbe però essere pagata con due grossi svantaggi:
1) A causa del forte effetto secondario provocato dall'alta pendenza, la valvola avrebbe un pessimo rendimento.
2) La bassa resistenza interna farebbe peggiorare il rapporto di suddivisione della corrente I_a/I_{g2} con un conseguente alto carico sulla griglia schermo.
Si doveva quindi cercare di vedere se, tenuto conto che nei casi normali $x \simeq 5$, con una semplice schermatura esterna aggiuntiva e senza particolari prescrizioni circuitali fosse possibile ottenere la sicurezza anche nel caso immaginario di $x = \infty$ con dei valori più normali per S_P ed R_{iP}.
Con un anello di schermatura fissato allo zoccolo della valvola (diametro 22,5 mm, altezza 15 mm) si ottiene $\frac{C_{agT}}{C_{gTaP}} = 525$. Nella fig. 3 si vede che ambedue le condizioni sono soddisfatte per $R_{iP} = 52$ kΩ.
In pratica si è scelto $S_P = 10$ mA/V e $R_{iP} = 48$ kΩ

4. - ALTRI SISTEMI PER AUMENTARE LA SICUREZZA CONTRO L'AUTOECCITAZIONE

Nel caso che il trasformatore presentasse un picco di risonanza molto accentuato oppure nel caso di un montaggio molto compatto la valvola potrebbe manifestare una certa tendenza all'autoeccitazione. Per aumentare la stabilità in questi casi eccezionali si hanno però a disposizione diverse soluzioni abbastanza semplici.
Non intendiamo naturalmente parlare di diminuzioni dell'amplificazione (per es. controreazione), perchè è noto che una minore amplificazione corrisponde sempre ad una maggiore stabilità.
Il sistema più semplice consiste nella applicazione di un condensatore da 5-20 pF fra gli anodi dei due elementi. Però, per quanto riguarda la curva di risposta questo è il sistema più sfavorevole, come si vede bene nella fig. 4, che rappresenta l'andamento della corrente del l'altoparlante rapportata alla corrente a 400 Hz in funzione della frequenza per diverse condizioni. Le curve *a* e *b* corrispondono all'assenza di qualsiasi sistema di stabilizzazione e per una resistenza interna del generatore del segnale per rispettivamente a 1 kΩ e 250 kΩ. La differenza è dovuta alla diversa influenza della capacità in entrata.
La curva *c* vale ancora per una resistenza della sorgente $R_s = 250$ kΩ e con una capacità $C_{aPaT} = 10$ pF. Si nota un sensibile peggioramento della curva di risposta. Si ottiene una compensazione migliore con un circuito *RC* calcolato esattamente (1,2 MΩ in serie con 3,8 pF), collegato fra i due anodi (curva *d*). Questa compensazione viene calcolata per il caso più sfavorevole, regolatore di volume in posizione intermedia, sempre con $R_s = 250$ kΩ.
Una minore influenza sulla curva di risposta si ottiene applicando la compensazione sul primario del trasformatore di uscita, in questo caso essa deve però essere adattata alle caratteristiche del trasformatore. Le curve *e* ed *f* mostrano la curva di risposta ottenuta collegando in parallelo al primario del trasformatore 1 nF e rispettivamente 1 nF + 33 kΩ. Nella fig. 5 è mostrata l'influenza di questo compensazione sulla punta di risonanza del trasformatore.

5. - DATI CARATTERISTICI

Per diminuire la capacità C_{aPgT} si sono previste diverse schermature all'interno della valvola, come si vede anche nella fig. 1. Importante è pure la disposizione degli elettrodi sullo zoccolo (fig. 6) ed in particolare quelle dei due elettrodi più critici g_T ed a_P che sono stati disposti alle estremità di un diametro.

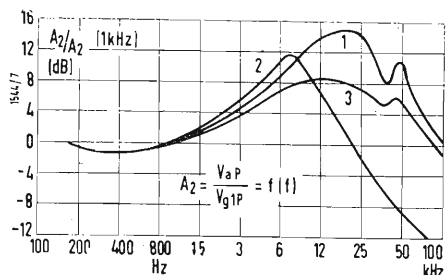
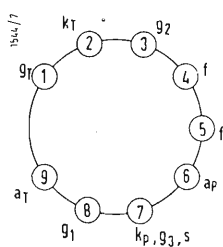



Fig. 6 - Schema dello zoccolo della ECL86.

Riassumiamo qui di seguito i dati più caratteristici.

Riscaldamento:

Corrente alternata o continua: Vf = 6,3 V; If = 700 mA.

Capacità:

Triodo: C_e = 10 pF; $C_{ag1} \leq$ 0,4 pF; $C_{g1f} \leq$ 0,2 pF.

Pentodo: C_e = 2,3 pF; C_o = 2,5 pF; C_{ag} = 1,4 pF; $C_{gf} \leq$ 6 m pF.

Fra triodo e pentodo: C_{aTg1P} < 200 mpF; C_{gTaP} < 6 mpF; C_{gTg1P} < 20 mpF; C_{aTaP} < 200 mpF.

Dati di funzionamento:

Pentodo in classe A: V_a = 250 V; V_{g2} = 250 V; R_k = 170 Ω; R_a = 7 kΩ.

V_e	= 0	0,3	3,2	3,8	V
I_a	= 36	—	37	36,5	mA
I_{g2}	= 6	—	10,7	13	mA
P_a	= 0	0,05	4	4,5	W
k_{tot}	= —	0,95	10	14	%

Triodo come amplificatore in BF:
R'_g = 680 kΩ V_b = 250 V; I_a = 0,6 mA; V_o = 3,2 V; = 70; k_{tot} = 0,4%; R_{gen} = 47 kΩ; R_g = 10 MΩ; R_a = 220 kΩ.

Ricordiamo che k_{tot} è il fattore di distorsione totale e che R_g è il valore della resistenza di griglia della valvola seguente.

6. - PARTICOLARITÀ COSTRUTTIVE

6.1. - Emissione secondaria della parete interna dell'ampolla

Come qualsiasi altra valvola avente la ampolla in materiale isolante anche la ECL86 presenta una emissione secondaria. Il potenziale della superficie emittente dipende dal potenziale degli elettrodi che raccolgono gli elettroni emessi che sono normalmente gli anodi. Poichè il potenziale degli anodi è composto da una parte continua e da una alternata, si avrà una corrispondente variazione del potenziale della superficie interna dell'ampolla. Questo potenziale, attraverso la sia pur alta resistenza del vetro, concorre ad aumentare l'influenza dell'anodo del pentodo sulla griglia del triodo. influenza dovuta per la maggior parte alla capacità parziale C_{aPgT}. Con le valvole normali l'effetto dell'emissione secondaria era di una entità assolutamente trascurabile, però con la ECL86, data l'elevatissima amplificazione totale, si era osservata già nei primi prototipi una aumentata reazione sopratutto alle basse frequenze. Per diminuire questo effetto si dovette impiegare per l'ampolla del vetro al piombo che ha una maggiore resistenza di isolamento e che garantisce quindi una minore reazione (fig. 7).

Fig. 7 - Reazione V_R fra anodo del pentodo e griglia del triodo in funzione della resistenza specifica del materiale dell'ampolla S_A e rappresentazione dei campi di variazione normale per due tipi di vetro.

6.2. - Microfonia

L'alta sensibilità in entrata richiede che nella costruzione della valvola si adottino tutti gli accorgimenti possibili per ridurre la microfonia, sopratutto della prima valvola, il triodo. Perciò, per potere limitare gli spostamenti reciproci degli elettrodi, conseguenti alla sollecitazione meccaniche, si è deciso di costruire il triodo più corto del pentodo (fig. 1). Con questo particolare tipo di costruzione, chiamata a balcone, si ottiene anche il vantaggio di una minore potenza di riscaldamento e di minori capacità di accoppiamento fra gli elettrodi dei due elementi pentodo e triodo.

7. - BIBLIOGRAFIA.

[1] Aschermann, Wirtschaftlicher Aufbau von Stereo-Anlagen, *Funktechnik*, agosto 1959, pag. 239.
[2] Hirsch, Entwicklung und Konstrucktion der PCL86, *Radio Mentor*, maggio 1960, pag. 375.
[3] Hirsch, Gesichtspunkte bei der Entwicklung der NF - Verbundröhre ECL86, *Radio Mentor*, settembre 1960, pag. 715.
[4] Aschermann, ECL86 – eine neue NF – Verbundröhre hoher Verstärkung, *Funkschau*, 17, settembre 1960, pag. 435. *A*

Cervello elettronico per conteggi telefonici

A Manchester è stato mostrato recentemente un nuovo sistema per il trattamento automatico dei conti telefonici. Questo sistema è stato ideato da una ditta britannica, la International Computers and Tabulators, Ltd., con la collaborazione della Direzione Generale delle Poste di Gran Bretagna. La ditta ha installato recentemente sistemi simili a Singapore e ad Osaka. Si tratta di un notevole passo avanti nella risoluzione del problema della conversione automatica di informazioni scritte a mano su schede in una forma adatta ad un trattamento a macchina; in questo caso si tratta della perforazione di schede.

La cosa è stata resa possibile dai punzoni « esploratori » fotoelettrici. Queste macchine punzonano e verificano automaticamente schede di 40 colonne preparate presso i centralini allo scopo di registrare i dettagli relativi alle chiamate telefoniche. Le telefoniste scrivono le loro varie informazioni su schede: si tratta del numero dell'abbonato con i prezzi delle chiamate.

È stato annunciato in seguito che altre installazioni del genere verranno effettuate nelle città di Leeds, Cardiff, Portsmouth, Londra. Poco a poco l'intera Gran Bretagna adotterà il sistema.

In questo momento l'installazione di Manchester tratta le informazioni provenienti da 55 milioni di schede relative a 350.000 abbonati, connessi con più di 170 centralini delle regioni telefoniche di Manchester e Liverpool. *(p.n.i.)*

Piero Soati

Note di servizio dei ricevitori di TV Continental

CM901 - CM902 - CM903 - CM905 21" 110° (Mod. 4-058-11580)

1. - GENERALITA'

I ricevitori per televisione *Continental* sono costruiti dalla ditta Capriotti di Genova-Sampierdarena. Si tratta di alcuni tipi di apparecchi che posseggono delle caratteristiche veramente ottime adatti a funzionare su tutti i canali previsti per lo standard italiano e che sono muniti di gruppo per la ricezione del secondo programma in UHF. Noi, nella rubrica archivio schemi e nella presente descrizione, ci riferiamo al tipo *Continental* 21"-110° mod. 905 (4-058-11580) dobbiamo però precisare che quanto gli schemi, elettrico e di principio, quanto le note tecniche possono essere usati per il controllo degli altri tipi le cui differenze più sostanziali consistono nell'uso di un tubo catodico diverso. Infatti mentre l'apparecchio in esame usa un tubo tipo 21", CEP4, il modello CM902 17" - 110° (4-057-11380) dispone di un tubo 17BZP4, il tupo CM 901 23" 110° (4-074-11680) di un tubo 23 DP4oppure 23 AW5990, caratteristiche quest'ultime che sono comuni al tipo CM 903 23" 110° (4-074-21680).

Rimarchevole, nella realizzazione di questo televisore, la razionalità della costruzione, ed in modo particolare, i numerosi punti di controllo i quali, essendo collocati nella parte esterna dello chassis, consentono una accurata verifica dell'apparecchio senza peraltro obbligare il tecnico a complicate manovre di sfilatura o di smontaggio.

Le figure 1 e 2 si riferiscono, una, alla parte superiore dello chassis, e a quella inferiore l'altra. Da esse, oltre a poter rilevare a colpo d'occhio la posizione dei principali componenti, è possibile individuare la posizione dei punti di controllo, di quelli di taratura e di tutti i comandi, fissi e semifissi che siano, la cui numerazione, naturalmente, corrisponde esattamente a quella riportata come al solito, nella rubrica Archivio schemi, in calce al fascicolo. Dallo schema elettrico è possibile rilevare tanto

Fig. 1 - Disposizione dei componenti sulla parte superiore dello chasis dei televisori CM902, CM903, CM905.

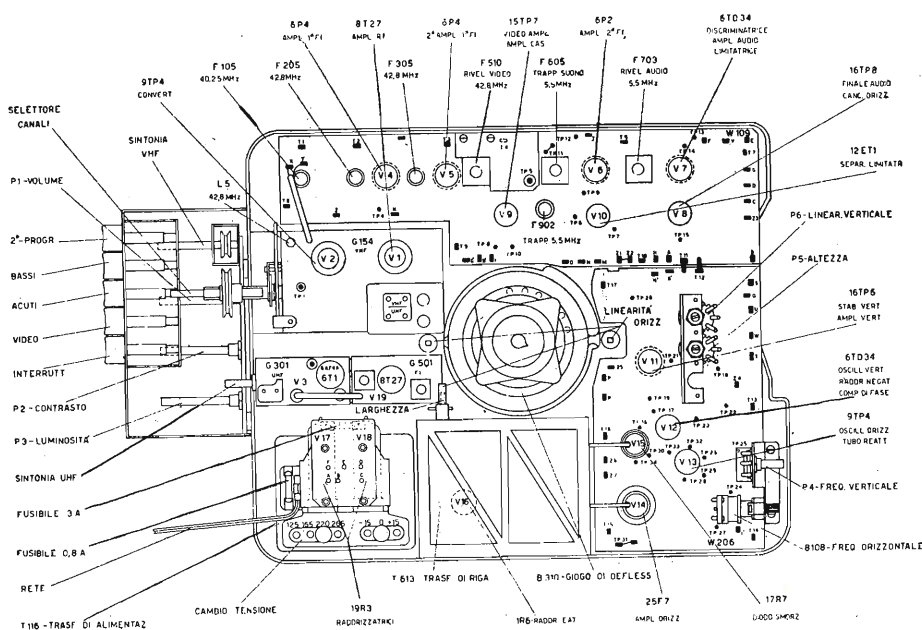
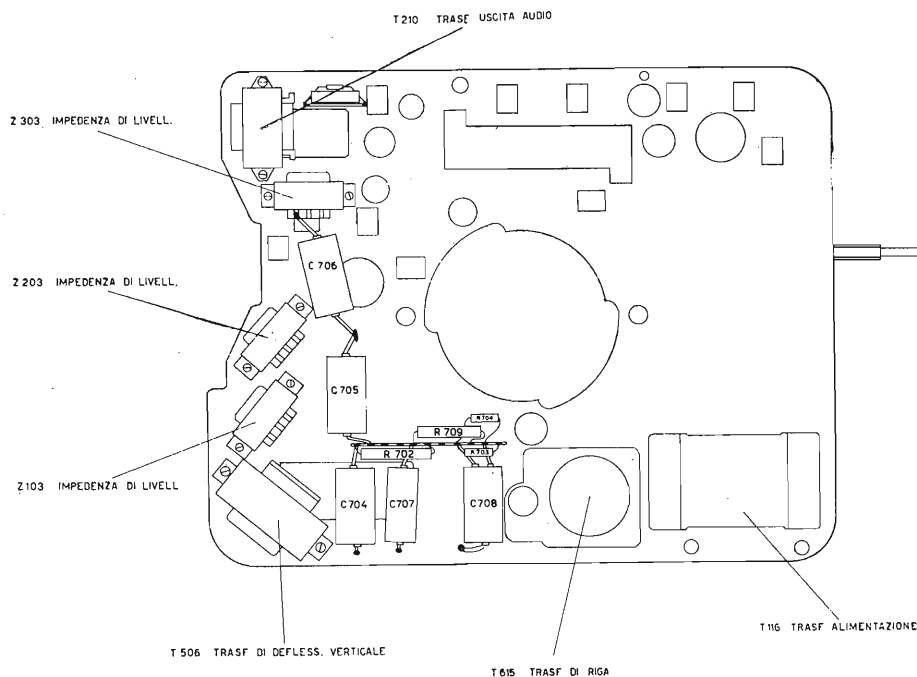



Fig. 2 - Disposizione dei componenti sulla parte inferiore dello chassis dei televisori di fig. 1.

valori della media frequenza video e di quella audio, quanto i valori per i quali debbono essere accordati i vari circuiti, specialmente per quanto si riferisce alla media frequenza, alla trappola suono, eccetera.

Lo schema di principio dei vari stadi è riportato in figura 5.

Nelle figure 3 e 4, è riprodotto lo chassis relativo al televisore *Continental* CM901 23" 110°.

2. - VALVOLE E LORO FUNZIONI

V_1 = 8T27, amplificatrice a radio frequenza; V_2 = 9TP4, convertitrice-miscelatrice; V_3 = 6T1 (6AF4A) e V_{19} = 8T27, valvole relative il gruppo UHF; V_4 = 6P4 (6CB6) 1° amplificatrice frequenza intermedia; V_5 = 6P4 (6CB6) 2° amplificatrice F.I.; V_6 = 6P2 (6AU6) amplificatrice FI; V_7 = 6TD34 discriminatrice, amplificatrice audio; V_8 = 16TP8 (PCL82) cancell. orizzontale; finale audio; V_9 = 15TP7 (PCL84) amplificatrice video e amplificatrice CAS; V_{10} = 12ET1 separatrice-limitatrice; V_{11} = 16TP6 (PCL82) amplificatrice e stabilizzatrice verticale; V_{12} = 6TD34 = comparatrice di fase, oscillatrice verticale, radd. negativi; V_{13} = 9TP4 oscil-

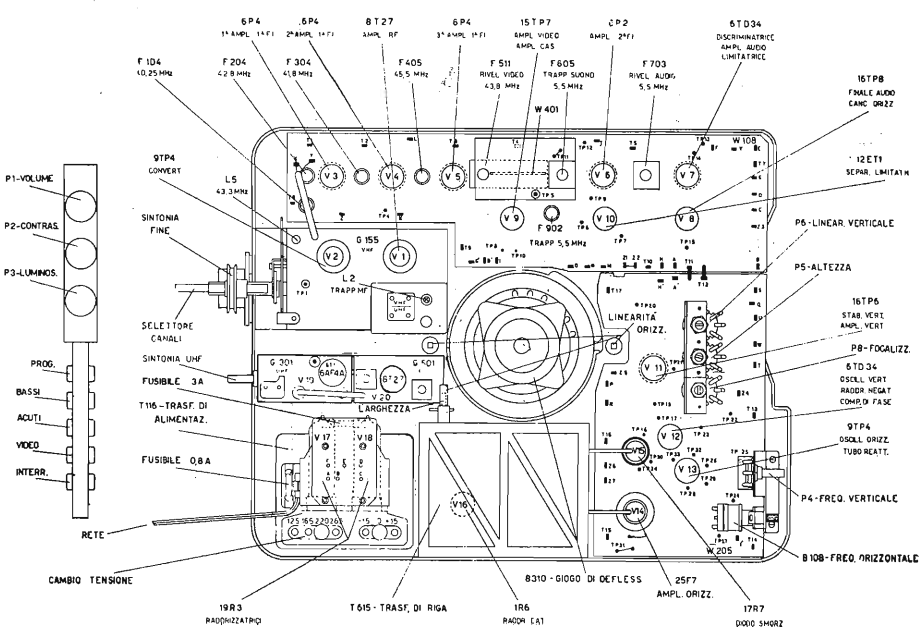



Fig. 3 - Disposizione dei componenti sulla parte superiore dello chassis del televisore CM901.

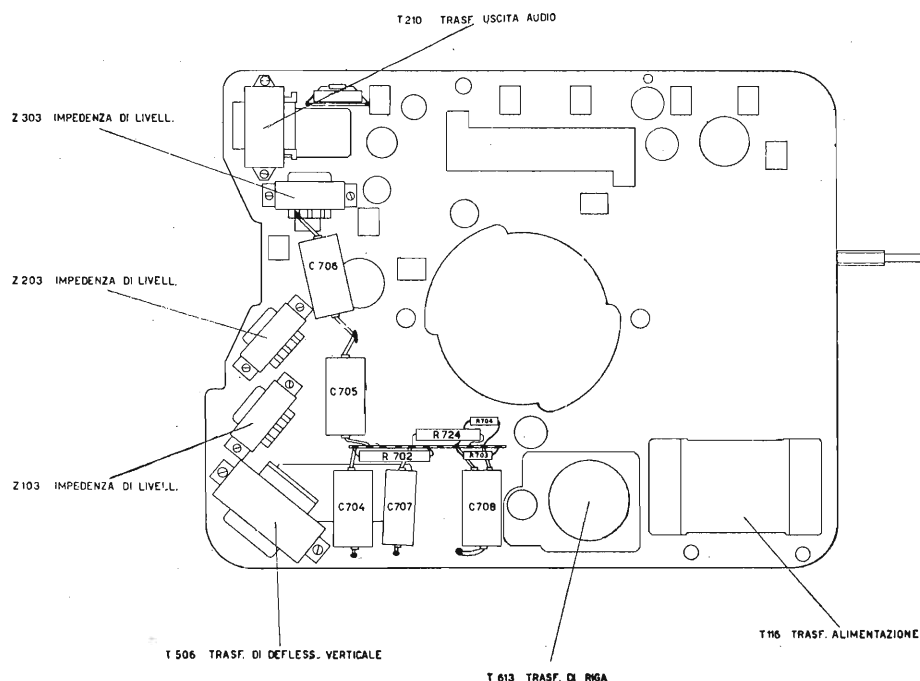



Fig. 4 - Disposizione dei componenti sulla parte inferiore dllo chassis del televisore CM901.

latrice orizzontale, tubo a reattanza; V_{14} = 25 F7 (PL36) amplificatrice orizzontale; V_{15} = 17R7 (PY81) diodo smorzatore; V_{16} = 1R6 (1X2B) raddrizzatrice EAT; V_{17} = 19R3 (PY82) raddrizzatrice alta tensione; V_{18} = 19R3 (PY82) 2° raddrizzatrice alta tensione. Tubo catodico 21" CEP4.

3. - ALIMENTAZIONE E VARIE

L'alimentazione è del tipo universale stabilizzata e adatta per reti aventi tensione compresa fra 125 e 265 V. Tenendo presente che esiste il dispositivo per predisporre l'alimentazione per ± 15 V rispetto alla tensione di rete, ciò che è molto utile per l'uso del televisore in quelle reti che lavorano con valori effettivi sensibilmente diversi dai valori nominali, l'alimentazione praticamente è resa possibile fra 110 e 280 V. Mentre la definizione del video è regolabile, tramite un commutatore a due posizioni il quale permette di passare da una definizione media ad una definizione alta, nei circuiti audio esistono altri due commutatori i quali danno la possibilità di includere, od escludere, i toni acuti a quelli bassi.

4. - MESSA A PUNTO E TARATURA

La messa a punto di questo televisore, se eseguita da persone in possesso dei requisiti necessari, non presenta notevoli difficoltà in considerazione dell'accessibilità dei vari elementi. Per eseguire la stessa è sufficiente attenersi alle norme che abbiamo più volte specificato in numerose occasioni.

5. - FONTE D'ONDA NEI VARI PUNTI DEL CIRCUITO

In figura 6 sono riprodotte le forme di onda, indicate naturalmente dal costruttore, le quali sono state rilevate con oscilloscopio a larga banda, dotato di un probe, avente una capacità di 15 pF ed una resistenza in c.c. praticamente infinita. Per ogni curva è indicato il terminale al quale deve fare capo l'oscilloscopio, la relativa frequenza, la tensione, eventualmente max e min.

6. - CONTROLLO DELLE TENSIONI

Nella tabella che segue sono riferite le tensioni che si debbono riscontrare ai vari piedini delle singole valvole.
Tutte le tensioni sono indicate in volt e sono state misurate su di un televisore caldo predisposto per 220 V di rete ed alimentato con una tensione di 220 V *esatti* e con frequenza di 50 Hz.
Le tensioni contrassegnate con asterisco sono state misurate con un voltmetro a valvola in c.c. con resistenza di ingresso infinita e con interposizione di una resistenza da 2 MΩ fra il punto di misura e l'elettrodo sensibile del voltmetro.
Le tensioni anodiche sono state misura-

Tabella 1. – Tensioni presenti ai diversi piedini dei tubi da V_1 a V_{18}.

		Tensioni ai piedini (volt)								
		1	2	3	4	5	6	7	8	9
V_1	8T27	+ 180	+ 94*	+ 98	30,7 c.a.	22,4 c.a.	+ 98	+ 0,3* — 3*	0	—
V_2	9TP4	0	— 2*	+ 68	22,4 c.a.	12,8 c.a.	+ 144	+108*	0	— 3,5*
V_4	6P4 6CB6	— 6,7* — 5,9*	0	93 c.a.	99 c.a.	+ 170 + 175	+ 170 + 175	0	—	—
V_5	6P4 6CB6	0	+ 2,5*	99 c.a.	105 c.a.	+ 167 — 173	+ 167 + 173	0	—	—
V_6	6P2 6AU6	— 1* — 4,1*	0	93 c.a.	87 c.a.	+ 111 + 122	+ 111 + 122	0	—	—
V_7	6TD34	— 7,2* — 9,3*	—16,5* — 21*	— 7,2* — 9,3*	87 c.a.	81 c.a.	— 2,2* — 2,9*	0	—0,54*	+ 72
V_8	16TP8 PCL82	— 25* — 27*	+ 16	0	63 c.a.	81 c.a.	+ 214	+ 200	+ 16	+ 168
V_9	15TP7 PCL84	+ 29 + 32,5	— 41 — 44,5	+ 37 + 39,5	105 c.a.	120 c.a.	+ 125 + 140	+2,35* + 3,45*	— 1,1* +0,86*	+ 200
V_{10}	12ET1	0 — 0,4*	0	—10,6* — 30*	120 c.a.	132 c.a.	+ 26 + 35	+ 29 + 32,5	+ 87	+ 37 + 39,5
V_{11}	16TP6 PCL82	— 1,2*	+ 18,5	+0,84*	30 c.a.	47 c.a.	+ 198	+ 205	0	+ 104
V_{12}	6TD34	—26,5*	—26,5*	— 2,3*	56,3 c.a.	63 c.a.	— 78*	0	— 20*	+124*
V_{13}	9TP4	+ 6,4	+0,94*	+ 200	56,3 c.a.	47 c.a.	+ 185	+ 138	+ 6,4	+30,5*
V_{14}	25F7 PL36	—	132 c.a.	0	+ 105	—32,5*	—	156 c.a.	0	—
V_{15}	17R7 PY81	0	—	—	173 c.a.	156 c.a.	—	—	—	+ 205
V_{16}	1R6 1X2B	—	—	—	—	—	—	—	—	—
V_{17}	19R3 PY82	—	—	+ 232	192 c.a.	172 c.a.	—	—	—	220 c.a.
V_{18}	19R3 PY82	—	—	+ 232	212 c.a.	192 c.a.	—	—	—	220 c.a.

(*) Queste tensioni sono state misurate con un voltmetro a valvola in c.c. Con l'interposizione di una resistenza di 2 MΩ tra il punto di misura e il puntale dello strumento.

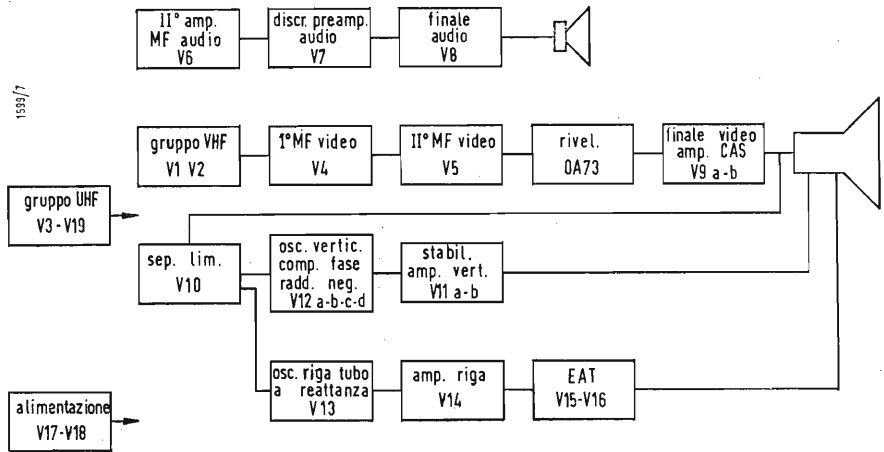



Fig. 5 - Schema di principio del televisore Continental CM905.

te con voltmetro c.c. da 20.000 Ω/volt. Le tensioni contrassegnate c.a. sono state misurate con voltmetro in alternata a valore efficace. Qualora siano indicati *due valori*, ciò sta ad indicare che la tensione in oggetto può variare fra essi in funzione delle condizioni di ricezione (intensità del segnale, contrasto ecc.). Naturalmente tutti i valori indicati s'intendono riferiti al potenziale massa del telaio.

7. - SEMPLICE DISPOSITIVO MOLTO UTILE PER IL CONTROLLO RAPIDO DEI TELEVISORI

Riteniamo di far cosa molto gradita ai lettori di questa rubrica di riportare, a completamento delle note tecniche, la descrizione di uno tra i più elementari dispositivi che possano esistere, ma che permetterà loro, specialmente per quanto si riferisce ai servizi da eseguire a domicilio del cliente, di effettuare rapidi e definitivi controlli.

Il dispositivo, come si può osservare in figura 7, è costituito esclusivamente da un condensatore avente la capacità di 0,01 μF adatto per sopportare una tensione di lavoro di 1500/2000 V, e da due spezzoni di conduttore, adeguatamente isolati, della lunghezza di circa 15 e 45 centimetri, alle cui estremità dovranno essere saldate due prese a bocca di coccodrillo, accuratamente isolate nel punto in cui debbono essere toccate con le mani.

Ecco alcune fra le numerose prove che si possono eseguire con tale dispositivo, che, per abbreviare i termini *Condensatore di controllo*, chiameremo CC:

Sezione audio. Nel caso in cui in un televisore non funzioni il circuito audio, per controllare la catena di bassa frequenza sarà sufficiente collegare una estremità di CC ai capi di un filamento di una valvola (nel caso detta alimentazione sia del tipo in parallelo, si prenderà naturalmente il collegamento che non fa capo alla massa) mentre l'altra estremità del CC sarà applicata ai vari elettrodi dei tubi che interessano tale circuito. Si inizierà con il circuito di placca del tubo finale audio, per passare al circuito di griglia. Se il circuito esaminato risulterà in buone condizioni all'altoparlante si udrà il caratteristico ronzio di corrente alternata. In tal caso si proseguiranno le ricerche percorrendo a ritroso tutto il circuito. Una volta che si sarà individuato lo stadio il quale non permette di udire alcun rumore si toccheranno con la boccola mobile i vari componenti, resistenze, condensatori od avvolgimenti, fino ad individuare l'elemento difettoso (il quale in taluni casi potrà essere la causa solo di una certa attenuazione del ronzio in questione).

È evidente che il dispositivo CC può essere usato con lo stesso criterio, per individuare talune anomalie dei ricevitori radiofonici.

Sezione deviazione verticale. Il CC permette anche un controllo preliminare di detto circuito agendo nel modo seguente: si fissa la boccola che fa capo all'estremità breve di CC, all'ingresso dello amplificatore di BF audio (per esempio tramite il potenziometro che regola il volume). Tenendo presente che i segnali prodotti dall'oscillatore verticale hanno una frequenza di 50 Hz al secondo, toccando con l'altro capo di CC ad esempio la griglia dell'oscillatore verticale, se esso funziona normalmente, si dovrà udire in altoparlante il caratteristico ronzio dovuto per l'appunto ai

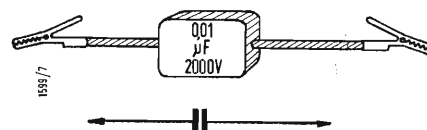
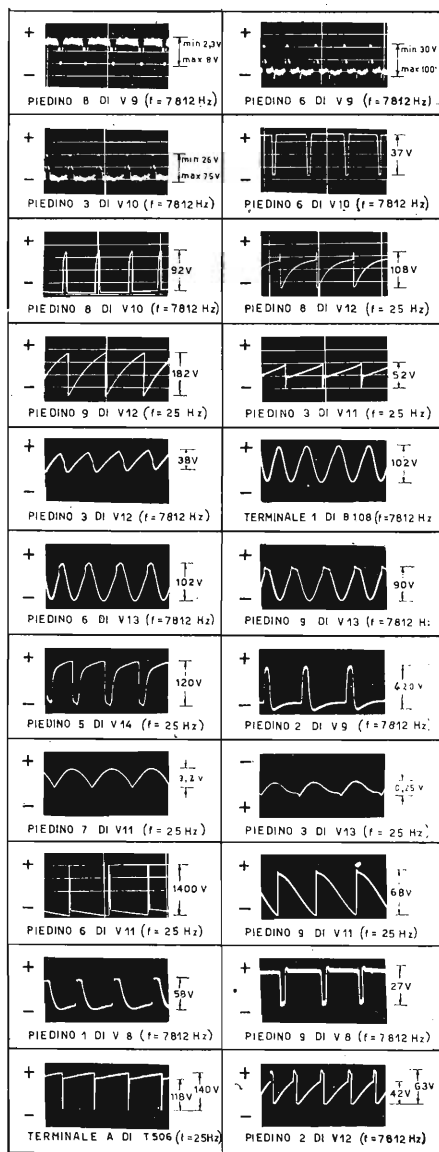



Fig. 7 - Condensatore di controllo.

50 Hz. Evidentemente se in uscita, ad esempio controllando il giogo di deflessione, detti segnali non sono presenti e perciò non sono udibili in altoparlante occorre controllare accuratamente tutto il circuito partendo dalla finale verticale per arrivare all'oscillatore verticale. Localizzato il circuito difettoso si passerà al controllo dei singoli componenti toccando le loro estremità sempre con l'estremità libera di CC.

Generalmente è necessario togliere dallo zoccolo la valvola separatrice di sincronismo per evitare che i segnali di sincronismo in arrivo diano luogo a valutazioni errate, a meno che il controllo sia eseguito con la certezza che il televisore non capti alcun segnale.

È ovvio, da quanto abbiamo detto, che, se toccando qualche punto del circuito, compreso fra l'oscillatore ed il circuito finale verticale i segnali non sono udibili in altoparlante, esiste un difetto in qualcuno dei componenti interessati. Così pure nel caso che i segnali non siano presenti sulla placca della valvola oscillatrice verticale è certo che l'anomalia interessa il circuito oscillatore ed in tal caso le ricerche debbono essere orientate verso il suo circuito di alimentazione ed i componenti diretti.

Collegando, come si è fatto per il controllo della BF, il CC ad un capo di un filamento e l'altro capo alla griglia della finale verticale, se il circuito finale è in ordine, si vedrà sullo schermo una immagine che sembra ruotare, disposta ad arco. Si tratta di un segnale confuso dato che si applica al circuito una tensione sinusoidale anzichè una tensione a dente di sega, ma la sua presenza è più che sufficiente per indicare che lo stadio in questione funziona egregiamente.

In uno dei prossimi numeri prenderemo in esame gli altri stadi di un televisore controllabile tramite il CC. *A.*

Fig. 6 - Forme d'onda rilevabili nei diversi punti di misura del televisore CM905.

Angola
La stazione del Radio Club do Huambo da Nuova Lisbona dal 1° Settembre ha variato la propria frequenza in 11744 kHz dalle ore 07.00-08.00. In precedenza questa stazione emetteva sulla frequenza di 11985 kHz.

Colombia
La stazione colombiana » La Voz del Cauca » da Popayan opera su 6145 kHz (HJEQ - 1 kW). L'annuncio è in spagnolo: Cari amici qui è Popayan, la città universitaria della Colombia, parla la voce del Cauca del Circuito della Colombia.

Equador
Ci vengono segnalate nuove stazioni operanti in Equador: Radio El Sagrario su 3620 kHz (HCEF - 2 kW), Emissora San Carlos 3760 kHz (HCBC - 2 kW), Ondas Carchenses su 6065 kHz (HCEM - 1 kW), Radio Centro Gualaceo su 2515 kHz (HCKD 5 - 0,2 kW). Le stazioni che hanno un servizio discontinuo sono: La Voz da Salcedó su 3598 kHz e Radio Cenit su 4815 kHz.

Francia
Il programma interno dalla Radio Francia viene emesso in onde corte come segue: 06.14-24.00 Francia II su 6715 (per Europa ed Africa); 08.00-08.20 Giornale parlato di Francia II, su 11845, 15350 kHz (diretto alla Africa); 10.00-11.00 solo alla domenica Francia III (Messa Cattolica) su 7160 kHz diretta all'Europa; 14.50-18.00 solo alla domenica Francia II (sport e musica) su 21580 kHz; 19.15-19.45 Francia II (Paris vous Parle) su 15350 kHz (diretto al Canadà); 20.00-20.25 Francia II (Giornale parlato) su 11845 e 15130 kHz (diretto all'Africa e Medio Oriente). Il programma diretto alla U.R.S.S. viene trasmesso alle ore 18.00-19.00 su 7280, 11885, 15160 kHz.

Germania Orientale
La stazione di Berlino ha esteso il proprio servizio in lingua inglese e francese con due trasmissioni dirette all'Africa. Le ore di emissione sono: 17.15 in inglese e 18.00 in francese per la durata di 45 minuti per programma. La frequenza di emissione è 12008 kHz.

Giordania
La stazione haschemita emette su 9530 kHz con la potenza di 50 kW. La HJBS emette ora su 11920 kHz invece di 11811 kHz.

Kuwait
Dal 1° ottobre Radio Kuwait (K.B.S.) lavora su 1345 e 4968 kHz dalle ore 03.30-08.00, 10.00-22.00 (10 kW).

Italia
I programmi della Radiotelevisione Italiana diretti all'estero sono i seguenti:
ore 07.25-07.45 per i Paesi Arabi su 16.85 - 19.48 - 25.20 - 31.33 - 49.92; ore 10.00-10.40 per Australia su 16.85 - 16.91 - 19.58; ore 10.00-10.40 per Africa su 25.20 - 31.33; ore 10.45-11.05 per Indonesia su 13.91 - 16.88 - 19.58; ore 10.45-11.05 per Cina su 16.85 - 25.20; ore 11.10-11.40 per Giappone su 19.58 - 25.20 - 31.15; ore 11.45-12.25 per M. Oriente su 16.85 - 19.48 - 25.20; ore 13.20-13.55 per Paesi Arabi su 16.85 - 19.48 - 25.40 - 31.15 - 49.92; ore 14.00-15.00 per Europa su 25.40 - 31.45 - 49.92.
(14.00 Polacco - 14.15 Ceco - 14.30 Tedesco - 14.45 Slovacco). su 31.33 e 41.15 (14.00 Romeno - 14.15 Ungherese - 14.30 Albanese - 14.45 Sloveno).
ore 15.05-15.20 per Russia su 25.20 - 31.33; ore 15.25-15.45 per Persia su 16.88 - 25.20; ore 15.50-16.30 per Pakistan su 16.88 - 19.48 - 25.20.
(15.50 Urdu - 16.05 Bengali - 16.15 Hindi).
ore 15.50-16.30 per Somalia su 13.91 - 19.58; ore 16.35-16.55 per Sud Africa su 13.91 - 16.88; ore 18.35-20.00 per Europa su 31.33 - 49.92.
(18.35 Polacco - 18.45 Albanese - 19.00 Francese - 19.20 Inglese - 19.40 Ucraino).
ore 20.05-20.55 per M. Oriente su 25.40 - 31.33 - 49.92; ore 20.05-23.25 per Europa su 41.24 - 50.34.
(20.05 Greco - 20.25 Turco - 20.50 Lituano - 21.10 Polacco - 21.25 Ceco - 21.40 Tedesco - 22.00 Slovacco - 22.15 Russo - 22.35 Portoghese - 23.00 Spagnolo).
ore 21.35-22.55 per Europa su 31.33 - 41.15 - 49.92.
(21.35 Romeno - 21.55 Bulgaro - 22.15 Serbo - 22.35 Ungherese).
ore 01.30-01.50 per Brasile su 25.40 - 30.90 - 31.15; ore 01.50-02.10 Per Sud-Centro America su 25.40 - 30.90 - 31.15; ore 01.30-01.50 per Nord America su 31.33 - 49.92; ore 01.50-02.10 per Canadà su 31.33 - 49.92; ore 04.05-04.25 per Nord America su 31.33 - 49.92; ore 04-05-04.25 per Sud America su 25.40 - 30.90 - 31.15; ore 04.30-04.45 per Russia su 25.40 - 31.15 - 31.33 - 41.24 - 49.92.

Programmi in lingua italiana:
ore 07.50-08.50 per Australia su 13.91 16.85 - 16.91 - 19.58 - 25.20; ore 11.45-12.25 per A.O. su 13.91 - 19.58; ore 15.05-15.45 per Americhe su 13.91 - 16.85 - 16.91; ore 16.35-16.55 per Europa Orientale su 25.40 - 41.15 - 49.92; ore 17.00-18.30 per Africa su 13.91 - 16.88 - 19.58 - 25.40 - 31.33; ore 19.40-20.00 per Centro America su 13.91 - 16.88 - 19.48; ore 21.00-21.30 per Australia su 25.40 - 30.90 - 31.33; ore 23.00-23.25 per Australia su 25.40 - 30.90 - 31.33; ore 23.30-01.30 per America su 25.40 - 30.90 - 31.15 - 31.33 - 49.92; ore 02.15-04.05 per America su 25.40 - 30.90 - 31.15 - 31.33 - 49.92.

Bollettino stampa
ore 08.50-09.05 per Estremo Oriente-Australia su 13.91 - 16.85 - 16.91 - 19.58 - 25.20; ore 18.35-19.35 per Europa su 30.90 - 41.24 - 50.34.
(18.35 Danese-Norvegese al Mart. Giov. Sabato - 18.35 Svedese-Finlandese al Lun. Merc. Ven.).
ore 18.55 Unità Europea al lunedì, Esperanto al martedì e mercoledì, N.A.T.O (Inglese e francese) al giovedì, esperanto al venerdì, Belgio e Francia al sabato, italiano alla domenica.
(1910 Tedesco per Austria - 19.25 Cecoslovacco).
Alla domenica pomeriggio tra le ore 15.05 e le ore 18.30 alcune emissioni possono essere sospese o ridotte per permettere la trasmissione di radiocronache sportive per gli italiani dell'America, l'Africa del Sud, l'Africa Orientale su 13.91 - 16.85 - 16.88 - 16.91 - 19.58.

Programmi nazionali diretti al bacino del Mediterraneo ad onde corte:
ore 06.30-24.00 su 49.50 - 31.53 per il Nazionale; ore 07.50-09.00 su 41.81 (Domenica) Secondo Programma; ore 09.00-23.00 su 41.81 (ogni giorno) Secondo Programma. ore 17.00-24.00 su 75.09 Terzo Programma; ore 00.00-06.30 su 49.50 - 31.53 « Notturno dell'Italia ».
Tutti i programmi sopradetti sono in vigore per tutto l'inverno 1960/61.

Monaco
Dal Principato di Monaco la stazione di Montecarlo emette sulle seguenti frequenze e nominativi- 1466 kHz (3AM2), 6035 kHz (3AM3), 7140 kHz (3AM4) ripettivamente con le potenze di 200, 300, 30 kW.

Nazioni Unite
Vi segnaliamo questo programma diretto dalle Nazioni Unite alle nazioni africane in lingua francese ed inglese perchè udibilissino in Italia. Le trasmissioni sono le seguenti: Lunedì/Venerdì 19.45-20.15 su 15250 e 21485 con nominatico WLWO. Le notizie vengono trasmesse in francese alle ore 19.45 ed alle ore 19.55 in inglese. Alle ore 21.05 ancora notizie in lingua francese.

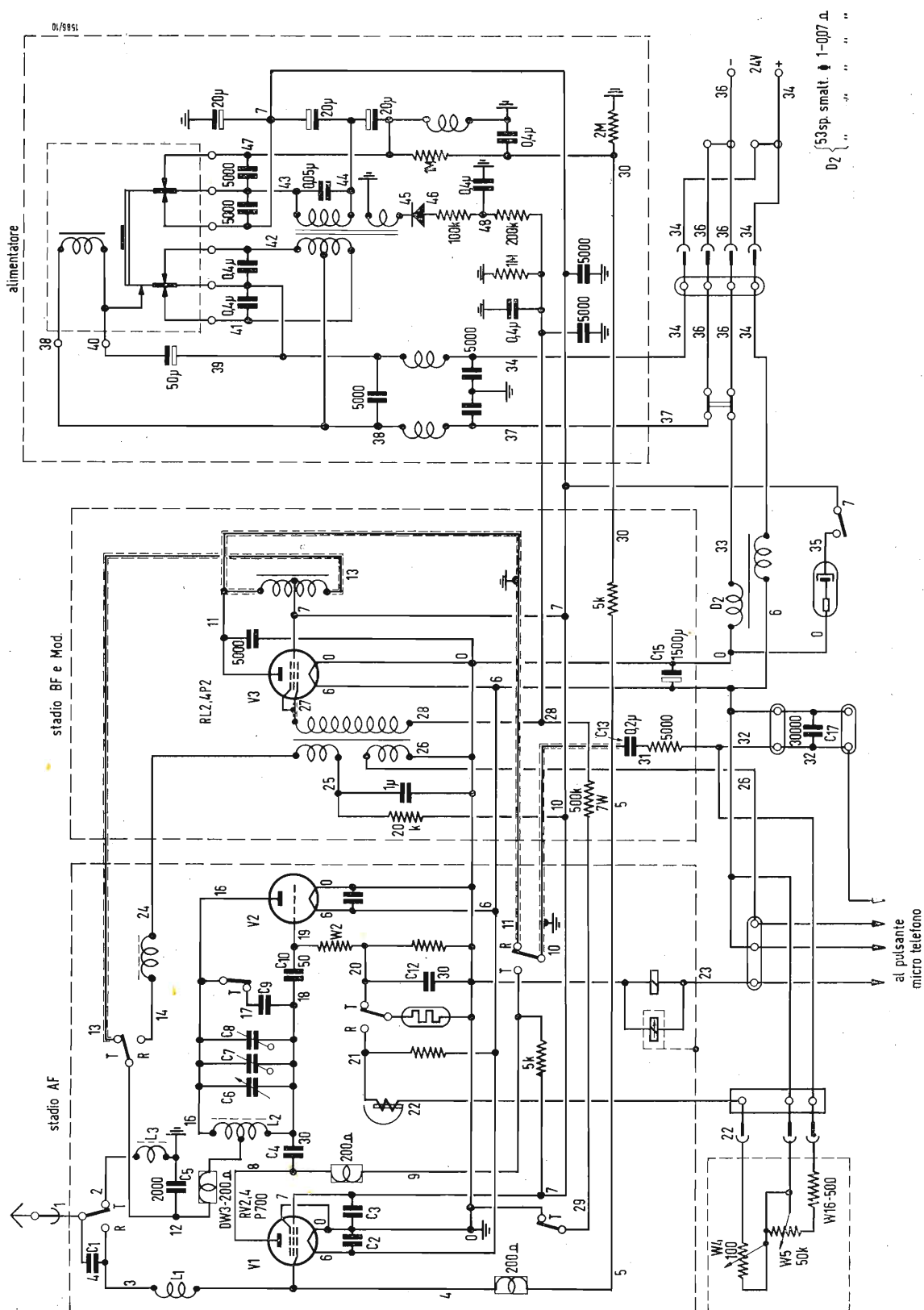
Olanda
Vien data notizia che una stazione olandese emette come « Radio Veronica » nei pressi della costa olandese vicino l'Aja. Tempi di emissione: 09.00-20.00, 23.00-01.00 con programma consistente di canti popolari e dischi. La stazione trasmette comunicati commerciali in olandese e le frequenze sono: 1562 kHz con 20 kW di potenza. Preghiera di cartoline controllo da indirizzare: a S/S Veronica - Post Box 218 Hilversum.

Radio Vaticana
I programmi aggiornati per l'inverno 1960/61 della Radio della Città del Vaticano sono i seguenti:
Tedesco (per Austria-Germania e Svizzera) ore 13.45 su 31.10 - 25.55 - 19.84; ore 15.45 su 25.55 - 19.84 - 16.82; ore 20.45 su 48.47 - 41.38 - in genere tutti questi programmi vengono trasmessi anche ad onda media su metri 196,2.
Inglese (Gran Bretagna ed Irlanda) ore 16.00 su 25.55 - 19.74 - 16.82 - 196; ore 19.15 su 31.10 - 25.55 - 19.84 - 196; ore 11.30 su 16.82 - 13.95 (Lu-Me-Ve); ore 17.00 su 16.82 - 13.94 (Lu-Me-Ve); ore 23.30 su 31.10 - 25.55 (Lu-Me-Ve). Queste tre ultime trasmissioni sono dirette, rispettivamente, per Africa Centrale-Meridionale; India, Pakistan; Ceylon; Filippine.
Francese (Francia-Belgio-Svizzera-Lussemburgo) ore 12.45 e 15.30 su 31.10 - 25.55 - 19.84 - 196; ore 20.15 su 48.47 - 41.38 - 31.10 - 196; ore 12.00 e 12.20 (Lu-Me-Ve) su 16,82 e 13.95 per Africa Centrale, Congo, Africa Occidentale).
Italiano (Italia e Paesi del Mediterraneo) 14.30 e 19.33 su 48.47 - 41.38 - 31.10 - 25.55 - 196; ore 17.00 su 48.47 - 41.38 - 31.10 - 196; (Ve); ore 22.00 su 196.

Repubblica Araba Unita
La scheda programmi di Radio Cairo diretta all'Europa per il suo servizio ad onde corte è: 20.00-23.30 sul 12030 kHz (francese, tedesco, italiano, inglese).

Svezia
Dopo le trasmissioni dall'Isola di Rodi della stazione S/S Courier della V.O.A. e dopo Radio S/S Veronica dall'Olanda una nuova stazione dislocata sul mare prende voce dalla Svezia. In genere queste stazioni operano in acque internazionali. Questa stazione denominata « Radio Nord » opera con la potenza di 20 kW e dovrebbe operare nel campo delle onde medie per 24 ore al giorno.

U.S.A.
Il programma diretto all'Europa ed Africa dalla stazione WRUL di Boston avviene dal lunedì al venerdì alle ore 21.45-23.00, al sabato alle ore 21.00-23.15 su 15380 e 17750 kHz. Alla domenica alle ore 20.45-23.00 su 15380, 17750, 21460 kHz. La trasmissione del programma speciale diretto alla Norvegia e Svezia avviene dal Lunedì al Venerdì sulle stesse frequenze alle ore 21.45-22.00.

(micron)

Apparecchi del surplus tedesco: il Feldfunk Sprecher B e C - Varie

0224 – ***Richiedenti diversi, Ing. M. Alfonso – Palermo; Dott. Ramelli di Celle – Torino; G. Romoni – Firenze; F. Riccardi – Roma.***

Mentre spero di poter pubblicare i dati richiesti dall'Ing. Mondello, che dovrebbero pervenirmi dalla Germania, attualmente non posso accontentare gli altri richiedenti per quanto concerne almeno questo numero e i due numeri successivi dovendo pubblicare schemi che hanno ottenuto richieste molto maggiori. Inoltre debbo precisare al Dott. Di Celle che mi sto interessando per procurarmi lo schema che gli interessa e che non è in mio possesso.

In figura 1 si riporta lo schema del noto rice-trasmettitore tedesco *Feldfunk B e C*. I valori dei vari componenti sono riportati direttamente sullo schema. *(P. Soati)*

Circuiti ausiliari di ricevitori di TV

0225 – ***Sig. A. Miotto – Erba (Como).***

Ringraziamo per le cortesi parole di apprezzamento per il contenuto della Rivista. Vedremo di trattare, l'argomento da Lei richiesto in un prossimo futuro. Effettivamente il diffondersi sul mercato nazionale di ricevitori di TV di costruzione tedesca che fanno ampio uso di circuiti ausiliari di automazione può giustificare la sua richiesta. *A.*

Azione legante, azione attrattiva, azione contraente

0226 – ***Sig. V. D'Ascanio – Martinsicuro (Teramo).***

Rispondiamo alla sua prima lettera e a quella sola. L'argomento che le sta a cuore, come già ebbimo occasione di sottolineare in una nostra precedente risposta, esula dalla competenza nostra. Possiamo citare a titolo di cronaca una notizia che giunge in Redazione da un centro di studi ma non ci sentiamo talora all'altezza di discuterla. Possiamo prendere atto che il pensiero da lei espresso ripetutamente fin dal Settembre del 1958 ha punti di apparente concordanza con i risultati delle ricerche di Motz in America. Ma oltre non possiamo andare. Sig. D'Ascanio, cerchi di comprendere il nostro lavoro. Riceviamo con estrema frequenza lettere e scritti di inventori e, talora, di pseudoinventori. Non possiamo (spesso, non ci vergognamo a confessarlo, non sappiamo) discernere il giusto e l'errato. L'abbiamo incoraggiata a insistere nelle sue ricerche speculative. La incoraggiamo nuovamente. Scriva pure, a chi infinitamente meglio di noi potrà confortarla di una parola autorevole. È cosa che noi, al suo posto, avremmo fatto da molto tempo. *A.*

Propagazione per dispersione

0227 – ***Sig. E. Falaschi – Bari.***

Questo genere di propagazione è stato adottato abbastanza recentemente ed è noto con il termine anglo-sassone *scatter propagation*. Esso sfrutta la presenza permanente di alcune zone di turbolenza della alta atmosfera ed in prossimità delle quali si vengono ad avere degli indici di rifrazione di valore sensibilmente diverso l'uno dall'altro. Se si dirige un onda del cosidetto tipo ottico (generalmente onde metriche) verso questa zona essa verrà nuovamente riflessa verso terra, con un certo sparpagliamento, a distanze notevoli. Queste zone generalmente hanno la loro origine nello strato *E*, ad altezze comprese fra i 50 ed i 120 chilometri, dimodocchè le onde dirette verso di loro possono essere riflesse a distanze comprese fra gli 800 ed i 2000 chilometri. In relazione alla notevole dispersione delle onde elettromagnetiche verso una zona piuttosto vasta, le onde che giungeranno ad una data località prestabilita avranno una intensità piuttosto debole. Perciò dovranno usarsi trasmettitori di una certa potenza, ricevitori molto sensibili ed antenne direttive ad alto guadagno. Simili trasmettitori, con potenze dell'ordine dei 20 ÷ 50 kW, sono usati nell'U.R.S.S. per le comunicazioni interne, dall'Inghilterra per allacciare collegamenti con il medio Oriente, negli U.S.A.: anche in Italia essi hanno trovato applicazioni pratiche. Questo sistema è noto con il nome di *forward scatter propagation*, cioè propagazione per dispersione in avanti, per distinguerlo dal *back scatter propagation*, cioè propagazione per dispersione all'indietro, il quale può essere considerato come una eco, e che è particolarmente usato per studiare le zone di turbolenza. *(P. Soati)*

Amplificatore da 12 W a valvole e da 8 W a transistori ad alta fedeltà usabile anche con strumenti musicali elettrici. Chiarimenti su di un amplificatore.

0228 – ***Sigg. P. Mazzari – Bologna; Chiasottino P. – Torino; G. Petans – Udine; P. Rossi – Genova.***

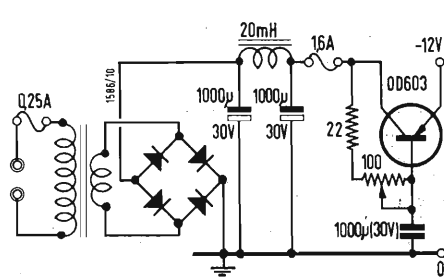
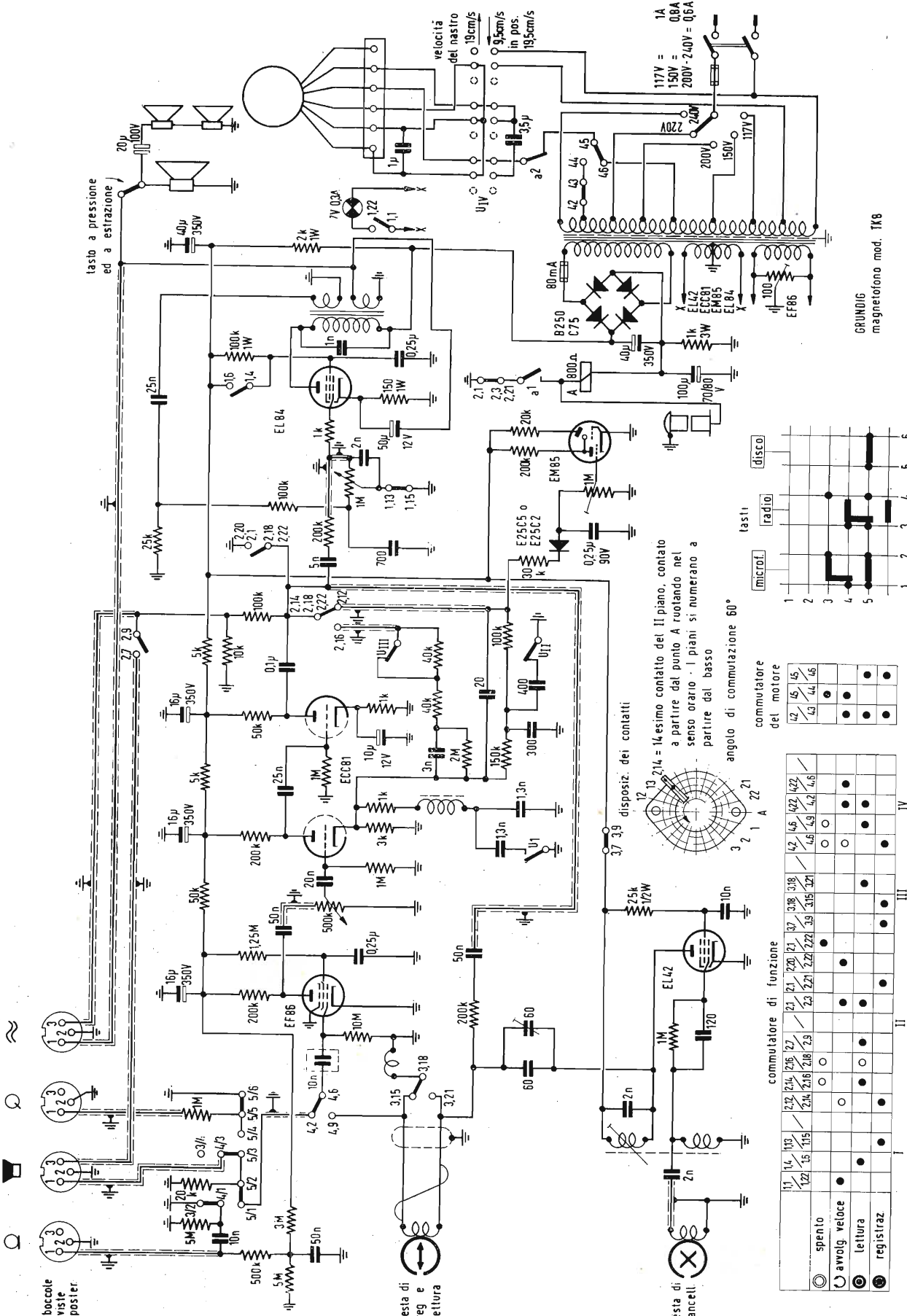
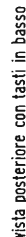
a) Le caratteristiche del transistore 2N278 sono le seguenti: tipo Ge-pnp; massima tensione ammissibile fra collettore ed emettitore ovvero minima tensione inversa di rottura alla giunzione di collettore = — 50 V; massima corrente di collettore, subordinata alla massima potenza dissipabile = — 12 A; dissipazione massima ammissibile di collet-

tore alla temperatura di 25° (per temperature superiori questo parametro deve essere ridotto linearmente fino a zero per una temperatura uguale alla massima ammissibile) = 55 W; potenza di uscita in classe A = 16 W. Per quanto concerne la tensione di alimentazione essa dipende dal tipo di diodo zenner usato. A questo riguardo consigliamo i richiedenti di voler consultare il secondo volume del *Manuale dei transistori* del Kuhn, edito dalla EDITRICE IL ROSTRO; in esso troveranno la risposta ai loro quesiti. Personalmente non vedo di buon occhio l'uso promiscuo dei transistori e delle valvole, se non in caso di apparecchiature speciali, sebbene lo schema del Sig. Chiarottino sia realizzabile. L'altoparlante tipo MBz della PHILIPS può essere usato senz'altro.

b) Rispondendo al Sig. Mazzari pubblico lo schema di due amplificatori, i quali potranno essere molto utili anche agli altri tre richiedenti.

In figura 1 si osserva lo schema di un ottimo amplificatore ad alta fedeltà adatto per ottenere una potenza di uscita di circa 12 W, ed il quale presenta il notevole vantaggio di possedere un preamplificatore correttore incorporato. La prima valvola è del tipo EF86, la quale può essere sostituita da altra equivalente, il cui compito, oltre a quello di preamplificatrice, tramite una adatta controreazione, è di linearizzare la curva di risposta dei dischi. Segue uno stadio correttore della tonalità dei bassi e degli acuti alla cui uscita si trova il potenziometro adatto per la regolazione della potenza. Al secondo stadio fa seguito un doppio triodo ECC83 ed il push-pull finale di EL84. Non ci dilunghiamo troppo nella ulteriore descrizione dello schema dato che riportiamo in figura 2, la disposizione dei vari elementi sullo chassis. La banda passante è di 20 ÷ 30.000 Hz, in posizione media di tonalità. La distorsione totale è dell'ordine del 5 % a 10W, 400 Hz Ecco le principali tensioni, misurate con strumento da 20.000 Ω, sui vari componenti: placca EL84 310 V, schermo 300 V, catodo 12,5 V; placca ECC83 200 V, catodo 62,5 V; placca EF86 (2) 60 V, schermo 50 V; catodo 1,25 V; placca EF86 (1) 48 V, schermo 50 V, catodo 1,25 V. Tensione su C_{22A} = 320 V, C_{22B} = 300 V, su 21B = 240 V, Su 21C = 140 V. L'assorbimento totale del complesso è di 97 mA di cui 94 mA circa dello stadio finale.

In fig. 3 è visibile lo schema di un ottimo amplificatore a transistori costruito in Germania. Esso è del tipo stereofonico (in figura è stata riportata solo la parte destra dato che la parte sinistra deve essere realizzata in modo perfettamente identico) ma evidentemente si può usare la sola sezione indicata sullo schema ottenendo un ottimo amplificatore HiFi. In virtù dell'inversione di fase, realizzata su uno dei due amplificatori, l'altoparlante per le note basse può essere connesso in modo simmetrico. Il complesso può essere alimentato in corrente continua, specialmente se si usa una sola sezione, altrimenti si alimenterà tramite il raddrizzatore di cui alla figura 4 nel quale è stato realizzato un sistema di filtraggio a transistore.

I valori dei vari componenti tali amplificatori sono stati riportati direttamente sugli schemi. (*P. Soati*)

Schema elettrico del magnetofono Grundig, mod. TK 8

Schema elettrico del radioricevitore AM-FM Nova, mod. 1750

Autorizz. Trib. Milano 9-9-48 N. 464 del Registro - Dir. Resp. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Ed. IL ROSTRO
CONCESSIONARIA PER DISTRIBUZIONE IN ITALIA S.T.E. - Via Conservatorio, 24 - MILANO - Tip. Edizioni Tecniche - Via Baldo degli Ubaldi, 6

PER APPARECCHI - STRUMENTI - COMPONENTI RADIO E TELEVISIONE VI INDICHIAMO I SEGUENTI INDIRIZZI

Gruppi di A. F.

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

NATIONAL - Ing. CONSOLARO - Milano
Via Prestinari, 1 - Tel. 370.544

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RICAGNI - Milano
Via Mecenate, 71 - Tel. 720.175 - 720.736

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Valvole e tubi catodici

FIVRE - Milano
Via Guastalla, 2 - Tel. 700.335

ITER - Milano
Via Visconte di Modrone 36 - Tel. 700.131 - 780.388

MARCONI ITALIANA - Genova
Via Corsica, 21 - Tel. 589.941

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

TELEFUNKEN - Milano
Piazzale Bacone, 3 - Tel. 278.556

Apparecchiature di alta fedeltà

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

IMCARADIO - Milano
Corso Venezia, 36 - Tel. 701.423

ITALVIDEO - Corsico
Via Cavour, 38 - Tel. 83.91.418

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

MAGNETI MARELLI - Milano
Organizz. Gen. Vendita Soc. SERT
Via Gaffurio, 4 - Milano
Tel. 222.300 - 278.110

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

PRODEL - Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 213.770 - 283.651

Bobinatrici

GARGARADIO - Milano
Via Palestrina, 40 - Tel. 270.888

GIACOM & MACCIONE - Milano
Corso Vercelli, 51 - Tel. 411.628

PARAVICINI - Milano
Via Nerino, 8 - Tel. 803.426

Registratori

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133

CASTELFRANCHI - Milano
Via Petrella, 6 - Tel. 211.051

GELOSO - Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

INCIS dei f.lli SEREGNA - Saronno
Uff. Gen. Vendita - Milano
Via Gaffurio, 4 - Tel. 222.300 - 278.110

LESA - Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

MINIFON - Milano
Agente Gen. per l'Italia:
Miedico Alfredo
Via P. Castaldi, 8 - Tel. 637.197

PHILIPS - Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Gioghi di deflessione trasformatori di riga E.A.T. trasformatori

ARCO - Firenze
Piazza Savonarola, 10 - Tel. 573.891
573.892

LARE - Milano
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
Laboratorio avvolgimenti radio elettrici

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Trasformatori per Radio-TV Hi-Fi ecc.

TRASFORMATORI TORNAGHI
Milano
Via Montevideo, 8 - Tel. 845.903

NATIONAL - Ing. CONSOLARO ▪ Milano
Via Prestinari, 1 - Tel. 370.544

PHILIPS ▪ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SAREA ▪ Milano
Via S. Rosa, 14 - Tel. 390.903

Giradischi - amplificatori altoparlanti e microfoni

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Amplificatori Marantz, Acoustic Research

GARIS ▪ Milano
Via Tito Livio, 15 - Tel. 553.909
Giradischi - Fonovaligie

ITALVIDEO ▪ Corsico (Milano)
Via Cavour, 38 - Tel. 83.91.418
Giradischi, amplificatori

LESA ▪ Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342
Giradischi, altoparlanti, amplificatori

MAGNETI MARELLI ▪ Milano
Organizz. Gen. Vendita: Soc. SERT
Via Gaffurio, 4 - Milano
Tel. 220.300 - 278.110
Microfoni - Amplificatori - Altoparlanti

PHILIPS ▪ Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Giradischi

PRODEL ▪ Milano
Via Monfalcone, 12 - T. 283.651 - 283.770
Amplificatori

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Potenziometri

GELOSO ▪ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LESA ▪ Milano
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR ▪ Milano
Via B. Verro, 8 - Tel. 84.93.816

MIAL ▪ Milano
Via Fortezza, 11 - Tel. 25.71.631/2/3/4
Potenziometri a grafite

PHILIPS ▪ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

Antenne

AUTOVOX ▪ Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091

IARE ▪ Torino
Tel. 690.377
Uff.: Corso Moncalieri, 223
Officina: Strada del Salino, 2
Antenne, amplificatori, accessori TV

I.O.M.M.S.A. S.p.A. - Milano
Brevetti « TELEPOWER »
P.zza S. Maria Beltrade, 1 - T. 898.750

NAPOLI ▪ Milano
Viale Umbria, 80 - Tel. 573.049

OFFICINE ELETTROMECCANICHE ▪ LUGO (Ravenna)
BREVETTI « UNICH »
Uff. Gen. Vendita: Milano - Via Gaffurio, 4
Tel. 222.300 - 278.110

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Condensatori

DUCATI - ELETTROTECNICA S.p.a. ▪ Bologna
Tel. 491.701 - Casella Postale 588

GELOSO ▪ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

MIAL ▪ Milano
Via Fortezza, 11 - Tel. 25.71.631/2/3/4
Condensatori a mica, ceramici e in polistirolo

MICROFARAD ▪ Milano
Via Derganino, 18/20 - Tel. 37.52.17 - 37.01.14

PHILIPS ▪ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

ROCOND Faè di Longarone (Belluno)
Tel. 14 - Longarone

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

Stabilizzatori di tensione

CITE di O. CIMAROSTI ▪ S. Margh. Ligure
Via Dogali, 50

GELOSO ▪ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183

LARE ▪ Milano
Via Marazzani, 8 - Tel. 240.469
Laboratorio avvolgimenti radio elettrici

KURTIS ■ **Milano**
V.le Rim. di Lambrate, 7 - T. 293.529/315

TELEVOX - Milano
Via Iglesias, 12 - Tel. 2.572.389
Stabilizzatori di tensione da 10 W a 500 W

STARET ■ **Milano**
di Ing. E. PONTREMOLI & C.
Via Cola di Rienzo, 35 - Tel. 425.757

Rappresentanze estere

AUDIO - Torino
Via Goffredo Casalis, 41 - Tel. 761.133
Audio Devices, nastri magnetici, dischi vergini, Scully, macchine per incidere dischi

CIFTE
Via Beatrice d'Este, 35 - Tel. 540.806 - **Milano**
Via Provana, 7 - Tel. 82.366 - **Torino**
Cinescopi, transistori, valvole

ELECTRONIA ■ **Bolzano**
Via Portici, 2
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

EXHIBO ITALIANA ■ **Milano**
Via General Fara 39 - Tel. 667068 - 667832
AVO - N.S.F. - Sennheiser - Neuberger, ecc.

GALLETTI R. ■ **Milano**
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580
Soluzioni acriliche per TV

Ing. S. e Dr. GUIDO BELOTTI ■ **Milano**
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051/2/3
Strumenti di misura
Agenti per l'Italia delle Ditte: Weston - General Radio - Sangano Electric - Evershed Co. - Vignoles - Tinsley Co.

IMEXTRA - Milano
Via Ugo Bassi, 18 - Tel. 600.253
« Synflex » - Fili smaltati capillari (dal 0,015 a 2 mm) di perfetta uniformità, anche ricoperti con seta, LITZ; Fili saldabili e fili autocementanti.
« Hawe » - COSTANTANA e NI-CR in fili e piattine, lucidi o smaltati o ricoperti in seta.

PASINI e ROSSI
Via SS. Giacomo e Filippo, 31 r - Telefono 83.465 - **Genova**
Via Recanati, 4 - Tel. 278.855 - **Milano**
Altoparlanti, strumenti di misura

SILVESTAR ■ **Milano**
Via Visconti di Modrone, 21 - Tel. 792.791
Rapp. RCA

SIPREL ■ **Milano**
Via F.lli Gabba, - Tel. 861.096/7
Complessi cambiadischi Garraro, valigie grammofoniche Supravox

VIANELLO ■ **Milano**
Via L. Anelli, 13 - Tel. 553.081
Agente esclusivo per l'Italia della Hewlett-Packard co.
Strumenti di misura, ecc.

Strumenti di misura

BELOTTI ■ **Milano**
Piazza Trento, 8 - Tel. 542.051-2-3

I.C.E. ■ **Milano** - Via Rutilia, 19/18 - Telefono 531.554/5/6

INDEX ■ **Sesto S. Giovanni**
Via Boccaccio, 145 - Tel. 24.76.543
Ind. Costr. Strumenti Elettrici

PHILIPS ■ **Milano**
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

SIAE ■ **Milano**
Via Natale Battaglia, 12 - Tel. 287.145

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

TES ■ **Milano**
Via Moscova, 40-7 - Tel. 667.326

UNA ■ **Milano**
Via Cola di Rienzo, 53 a - Tel. 474.060

VORAX-RADIO ■ **Milano**
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

Accessori e parti staccate per radio e TV

ASTARS RADIO di Enzo Nicola - Torino
Via Barbaroux, 9
Tel. 519.974 - 519.507
Parti staccate, valvole, tubi, pezzi di ricambio TV, transistors

BALLOR rag. ETTORE ■ **Torino** - Via Saluzzo, 11 - Telef. 651.148 - 60.038
Parti staccate, valvole, tubi, scatole montaggio TV

ENERGO ■ **Milano**
Via Carnia, 30 - Tel. 287.166
Filo autosaldante

FANELLI ■ **Milano**
Via Mecenate, 84-9 - Tel. 710.012
Fili isolati in seta

FAREF ■ **Milano**
Via Volta, 9 - Tel. 666.056

GALBIATI ■ **Milano**
Via Lazzaretto, 17 - Tel. 652.097 - 664.147

GALLETTI ■ **Milano**
Corso Italia, 35 - Tel. 84.80.580

ISOLA ■ **Milano** - Via Palestro, 4 - Telefono 795.551/4
Lastre isolanti per circuiti stampati

LESA ■ **Milano**
Via Bergamo, 21 - Tel. 554.342

LIAR ■ **Milano**
Via Bernardino Verro, 8 - Tel. 84.93.816
Prese, spine speciali, zoccoli per tubi 110

MARCUCCI ■ **Milano**
Via F.lli Bronzetti, 37 - Tel. 733.774

MELCHIONI ■ **Milano**
Via Friuli, 16 - Tel. 585.893

MOLINARI ALESSANDRO ■ Milano
Via Catalani, 75 - Tel. 24.01.80
Fusibili per radiotelevisione

PHILIPS ■ Milano
Piazza IV Novembre, 3 - Tel. 69.94

RADIO ARGENTINA ■ Roma
Via Torre Argentina, 47 - Tel. 565.989

RES ■ Milano
Via Magellano, 6 - Tel. 696.894
Nuclei ferromagnetici

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92

SINTOLVOX s.r.l. ■ Milano
Via Privata Asti, 12 - Tel. 462.237
Apparecchi radio televisivi, parti staccate

SUVAL ■ Milano
Via Pezza, 47 - Tel. 487.727
Fabbrica di supporti per valvole radiofoniche

TERZAGO TRANCIATURE s.p.a. ■ Milano
Via Cufra, 23 - Tel. 606.020
Lamelle per trasformatori per qualsiasi potenza e tipo

VORAX RADIO ■ Milano
Viale Piave, 14 - Tel. 793.505

Radio Televisione Radiogrammofoni

AUTOVOX ■ Roma
Via Salaria, 981 - Tel. 837.091
Televisori, Radio, Autoradio

DU MONT - Milano
Via Montebello, 27 - Tel. 652646/7/8
Televisori

GELOSO ■ Milano
Viale Brenta, 29 - Tel. 563.183
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

IMCARADIO ■ Milano
Corso Venezia, 36 - Tel. 701.423
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

INCAR ■ Vercelli
Via Palazzo di Città, 5
Televisori, Radio

ITALVIDEO ■ Corsico (Milano)
Via Cavour, 38 - Tel. 83.91.418
Televisori

ITELECTRA ■ Milano
Via Teodosio, 96 - Tel. 287.028
Televisori, Radio

LA SINFONICA ■ Milano
Via S. Lucia, 2 - Tel. 84.82.020
Televisori, Radio

NOVA ■ Milano
Piazza Princ. Clotilde, 2 - Tel. 664.938
Televisori, Radio

PHILIPS ■ Milano
Piazza IV Novembre, 6 - Tel. 69.94
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

PRANDONI DARIO ■ Treviglio
Via Monte Grappa, 14 - Tel. 30.66/67
Produttrice degli apparecchi Radio TV serie Trans Continents Radio e Nuclear Radio Corporation

PRODEL ■ Milano
Via Monfalcone, 12
Tel. 283.651 - 283.770

RAYMOND ■ Milano
Via R. Franchetti, 4 - Tel. 635.255
Televisori, Radio

SIEMENS - ELETTRA S.p.A. - Milano
Via F. Filzi, 29 - Tel. 69.92
Televisori, Radio e Radiogrammofoni

SINUDYNE - S.E.I. ■ Ozzano Em. (Bologna)
Tel. 891.101
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

TELEFUNKEN ■ Milano
P.zza Bacone, 3 - Tel. 278.556
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

TELEVIDEON ■ Milano
Viale Zara, 13 - Tel. 680.442
Televisori, Radio e Radiogrammofoni

UNDA RADIO ■ Milano
Via Mercalli, 9 - Tel. 543.241
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

VAR RADIO ■ Milano
Via Solari, 2 - Tel. 483.935
Radio, Radiogrammofoni

VEGA RADIO TELEVISIONE ■ Milano
Via Pordenone 8 - Tel. 23.60.241/2/3/4/5
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

WATT RADIO ■ Torino
Via Le Chiuse, 61
Televisori, Radio, Radiogrammofoni

Resistenze

CANDIANI Ing. E ■ Bergamo
Via S. Tomaso, 29 - Tel. 49.783

ELETTRONICA METAL-LUX ■ Milano
Viale Sarca, 94 - Tel. 64.24.128

S.E.C.I. ■ Milano
Via G. B. Grassi, 97 - Tel. 367.190

Gettoniere

NATIONAL - Ing. CONSOLARO ■ Milano
Via Prestinari, 1 - Tel. 370.544

Pubblichiamo dietro richiesta di molti dei nostri Lettori questa rubrica di indirizzi inerenti alle ditte di Componenti, Strumenti e Apparecchi Radio e TV.

Le Ditte che volessero includere il loro nominativo possono farne richiesta alla « Editrice Il Rostro » - Via Senato, 28 - Milano, che darà tutti i chiarimenti necessari.

UNA **RIVOLUZIONE**

NEL CAMPO DELLE ANTENNE TV!

LIONPLAST

UNA RICOPERTURA IN MATERIA PLASTICA
PROTEGGE
TOTALMENTE L'ANTENNA

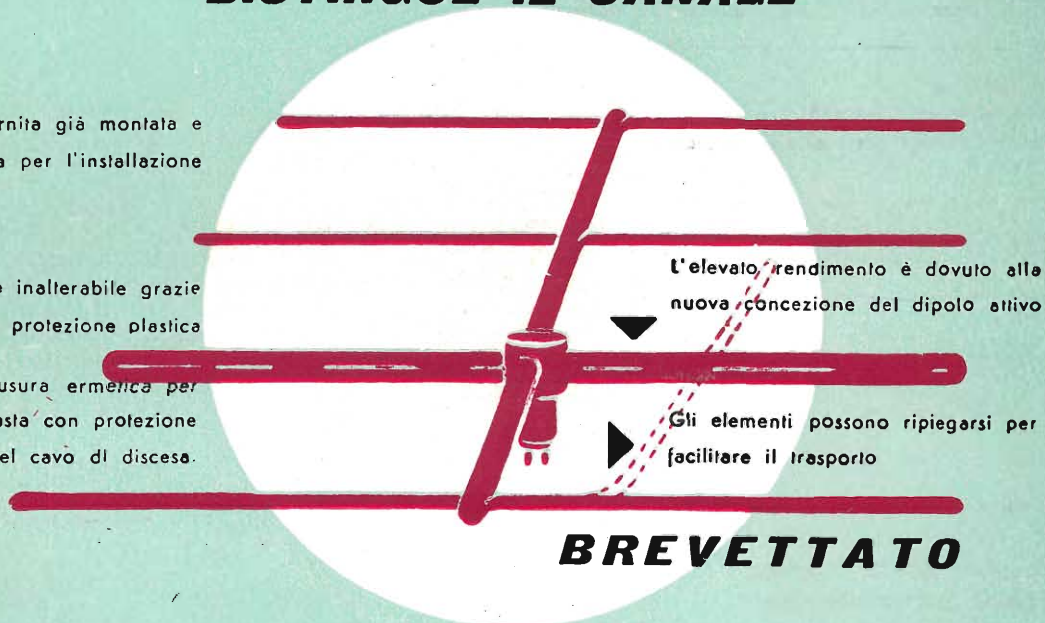
IL COLORE DELL'ANTENNA DISTINGUE IL CANALE

L'antenna è fornita già montata e pronta per l'installazione

Assolutamente inalterabile grazie alla completa protezione plastica

Dispositivo a chiusura ermetica per il fissaggio dell'asta con protezione del cavo di discesa.

L'elevato rendimento è dovuto alla nuova concezione del dipolo attivo

Gli elementi possono ripiegarsi per facilitare il trasporto

BREVETTATO

IL COSTO È NOTEVOLMENTE INFERIORE
A QUELLO DI UNA ANTENNA
A PARI ELEMENTI IN LEGA LEGGERA.

Lionello Napoli

MILANO - V.le Umbria 80 - Tel. 57.30.49

TELEVISORE CONTINENTAL

Mod. CM 905 - 21"

Schema elettrico del ricevitore TV - CONTINENTAL, mod. CM 905 – 21"